



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Campus del Baix Llobregat

TRABAJO DE FINAL DE GRADO

TÍTULO DEL TFG: Estudio y diseño de un sistema de comunicación con submarinos sumergidos

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

AUTOR: Guillermo Torres García

DIRECTOR: Eduard Úbeda Farré

FECHA: Junio de 2020

TÍTULO: Estudio y diseño de un sistema de comunicación con submarinos sumergidos

AUTOR: Guillermo Torres García

DIRECTOR: Eduard Úbeda Farré

FECHA: Junio de 2020

RESUMEN

La comunicación por radiofrecuencia con submarinos sumergidos siempre ha supuesto un gran desafío debido a la dificultad que presenta la propagación de las ondas electromagnéticas bajo la superficie del mar, ya que este medio actúa como un conductor con pérdidas. Este comportamiento se da en todo el espectro radioeléctrico y es más pronunciado cuanto mayor es la frecuencia. Por encima de la banda de LF, las ondas electromagnéticas sufren una atenuación tan acusada que su penetración en el mar se puede considerar nula. A frecuencias muy bajas, la profundidad de penetración en el agua del mar aumenta considerablemente, permitiendo comunicaciones utilizando ondas electromagnéticas, siempre que la recepción de la señal se realice lo suficientemente cerca de la superficie.

En este proyecto se ha llevado a cabo un análisis exhaustivo sobre los aspectos que condicionan las comunicaciones de radiofrecuencia con un submarino sumergido. Se ha justificado la adopción de la banda VLF como preferida para el establecimiento de estas comunicaciones en base a su mejor eficiencia de radiación, en comparación con sistemas de más baja frecuencia, y suficiente tasa de palabras por minuto. Mediante el software de análisis numérico 4NEC2, se han obtenido los parámetros de transmisión fundamentales de diversas antenas monopolo en banda VLF y se ha cuantificado su mejora mediante la incorporación de diferentes estrategias de carga o de contra-antena. También, se ha diseñado un sistema transmisor monopolo cargado y con contra-antena que ha obtenido a nivel teórico parámetros de radiación análogos a sistemas de radiación reales, como por ejemplo la antena Trideco de Cutler (en Maine), instalada por la Marina de los EEUU para la radiocomunicación con submarinos en el océano Atlántico. Además, se ha estimado la capacidad de penetración de las ondas electromagnéticas en el interior del mar a través del software VOACAP, y se ha razonado como las morfologías más habituales de antenas en recepción transportadas por los submarinos permiten captar la diminuta componente de campo eléctrico tangencial a la superficie submarina que penetra en el seno del mar. Finalmente, se han presentado otras alternativas para la comunicación con submarinos sumergidos: (1) la comunicación óptica (en banda azul-verde), demasiado dependiente de las condiciones meteorológicas de propagación, y (2) la comunicación cuántica, todavía en fase experimental.

TITLE: Study and design of a communications system with submerged submarines

AUTHOR: Guillermo Torres García

ADVISOR: Eduard Úbeda Farré

DATE: June, 2020

ABSTRACT

Radio frequency communication with submerged submarines has been a great challenge due to the difficulty of propagating electromagnetic waves under the sea surface, as this medium acts as a lossy conductor. This behavior occurs throughout the radio spectrum and is more pronounced as the frequency increases. Above the LF band, electromagnetic waves are attenuated so sharply that their penetration into the sea cannot be considered. At very low frequencies, the depth of penetration into seawater increases considerably, allowing communications using electromagnetic waves provided that the reception of the signal is done close enough to the surface.

This project will carry out an exhaustive analysis of the aspects that condition radio frequency communications with a submerged submarine. The adoption of the VLF band as preferred for the establishment of these communications has been justified based on its better radiation efficiency, compared to lower frequency systems, and sufficient word rate per minute. By using the numerical analysis software 4NEC2, the fundamental transmission parameters of various monopole antennas in the VLF band have been obtained and their improvement has been quantified by updating different loading or counterpoise strategies. Also, a loaded monopole with counterpoise transmitter system has been designed, so that it has obtained at theoretical level radiation parameters analogous to real radiation systems, such as Cutler's Trideco antenna (in Maine), installed by the US Navy for radio communication with submarines in the Atlantic Ocean. In addition, it has been estimated the capacity of penetration of electromagnetic waves into the sea through the VOACAP software, and it has been reasoned how the most common morphologies of reception antennas transported by submarines allow capturing the tiny component of tangential electric field to the underwater surface that penetrates into the sea. Finally, other alternatives have been presented for communication with submerged submarines: (1) optical communication (in the blue-green band), too dependent on the propagation meteorological conditions, and (2) quantum communication, still in the experimental stage.

A mis padres, por haber sido mis referentes, por inculcarme los valores del esfuerzo,
la constancia y la familia.

A Laura, por tu carisma inigualable, tu facilidad para hacerme feliz, por ser mi mejor
complemento.

A mi hermano Miguel, por haber crecido juntos y haberme dado una infancia
inolvidable.

A mis tíos, por ser mucho más que familia, por ver lo mejor de mí y aconsejarme
cuando más me ha hecho falta.

A mis abuelos maternos, por vuestra bondad y generosidad. Siempre os agradeceré
que me hayáis dado la posibilidad de formarme.

A mi familia y amigos, por haberme acompañado durante tantos años y haberme
hecho la persona que soy hoy.

Finalmente, a mi abuelo Pepe, del que no me he podido despedir, allá donde estés,
va por ti.

LISTA DE CONTENIDOS

1. COMUNICACIÓN CON SUBMARINOS	1
1.1 Teoría de antenas	2
1.1.1 Dipolo de onda media	2
1.1.2 Dipolo corto	4
1.2 Frecuencia y tasa de transmisión	5
1.3 Profundidad de penetración	6
1.4 UHF	8
1.5 HF	9
1.5.1 Ionosfera	9
1.5.2 Ley de Snell	10
1.5.3 NVIS	11
1.6 ELF	11
1.7 VLF	15
2. DISEÑO DE UN TRANSMISOR DE VLF PARA LA COMUNICACIÓN CON SUBMARINOS SUMERGIDOS	16
2.1 Simulaciones de un monopolo corto en LF, VLF y ULF con 4NEC2	16
2.1.1 Monopolo de 380 m	17
2.2 Efectos de la frecuencia en los parámetros de una antena de VLF	18
2.2.1 Resistencia de radiación	18
2.2.2 Pérdidas óhmicas	19
2.2.3 Adaptación y eficiencia	20
2.2.4 Ganancia	22
2.3 Efecto de los parámetros del suelo a la eficiencia y al diagrama de radiación	22
2.4 Reactancia capacitiva	23
2.5 Antena Paraguas	23
2.6 Diseño y optimización de una antena de VLF con 4NEC2	25
2.6.1 Antenas cargadas	25
2.6.1.1 Antena L invertida	26
2.6.1.2 Antena Paraguas de 4 elementos	27
2.6.2 contra-antena o reflectores radiales	28
2.6.2.1 Antena Paraguas de 4 elementos con reflectores cada 15°	28
2.6.2.2 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15°	29
2.6.2.3 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5°	30
2.7 Simulación del diseño final de la antena transmisora de VLF con 4NEC2	31
2.7.1 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° y longitud extendida	32
2.7.2 Red de adaptación	32
2.8 Comparativa entre las diversas fases del proceso de diseño	34
2.9 Comparativa del diseño final con una antena de VLF real	34

2.11 Factor Q	35
2.12 Corona	35
3. PROPAGACIÓN EN VLF	37
3.1 Propagación Line Of Sight	37
3.2 Propagación Superficial	38
3.3 Onda Aérea	38
3.4 Modos Transversales	40
3.4.1 Modos Transversales en una Tierra plana	40
3.4.2 Modos Transversales en una Tierra esférica	43
3.4.3 Modo de Tierra Separada	44
3.5 Simulaciones con VOACAP	46
3.5.1 Potencia recibida	47
3.5.2 Ángulo de incidencia en el receptor	48
3.5.3 Intensidad del campo eléctrico	49
3.6 Transmisión de la onda en la superficie del mar	49
4. RECEPCIÓN SUBMARINA DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS	56
4.1 Ruido atmosférico	56
4.2 Intensidad de campo recibida por el submarino	56
4.3 Antenas submarinas de hilo	57
4.4 Antena submarina de espira	59
4.5 Implementación de las antenas submarinas	60
4.5.1 Cable de arrastre multibanda	61
4.6 Cavitación	62
4.7 Sistema receptor	63
4.8 Capacidad de un canal de comunicación con submarinos en VLF	63
5. COMUNICACIONES ALTERNATIVAS CON SUBMARINOS	65
5.1 Comunicación Óptica	65
5.2 Comunicación Cuántica	67
5.2.1 Cúbit	68
5.2.2 Superposición cuántica	69
5.2.3 Puertas cuánticas	69
5.2.5 Teleportación cuántica	70
5.2.5.1 Tiempo de decoherencia de un cúbit	73
5.2.6 Protocolo E91	73
6. CONCLUSIONES	75
7. LÍNEAS FUTURAS	76
9. BIBLIOGRAFÍA	77
ANEXO. ARCHIVO DE ENTRADA PARA 4NEC2	80

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 Distribución de corriente en un dipolo $\lambda/2$ [14].	3
Fig. 1.2 Generación de un dipolo debido a la teoría de imágenes.	3
Fig. 1.3 Diagrama de radiación normalizado del plano vertical de un monopolo $\lambda/4$ sobre un plano perfecto.	4
Fig. 1.4 Distribución de corriente en un monopolo $\lambda/4$ [20].	5
Fig. 1.5 Constelación de la modulación 16-QAM [15].	5
Fig. 1.6 Profundidad superficial de un conductor.	6
Fig. 1.7 Gráfica de la profundidad de penetración en función de la frecuencia.	7
Fig. 1.8 Utilización de las diferentes bandas frecuenciales en función de la finalidad de la comunicación con un submarino.	8
Fig. 1.9.A Submarino sueco de la clase Gotland [18].	8
Fig. 1.9.B Ilustración de una antena de mástil multibanda [19].	8
Fig. 1.10 Perfiles de altura durante el día y la noche de la conductividad específica (σ_0) y de Pedersen (σ_p) en el rango de 90-600 km [8].	10
Fig. 1.11 Ley de Snell aplicada a una onda EM incidiendo en un medio sin pérdidas.	11
Fig. 1.12 Propagación NVIS de una onda EM emitida desde un submarino emergido.	11
Fig. 1.13 Mapa de la localización y disposición de los sistemas transmisores de ELF de Clam Lake y Republic, Estados Unidos [16].	12
Fig. 1.14 Ilustración en 2D de la antena dipolo de tierra de ELF de Clam Lake, Estados Unidos.	13
Fig. 1.15 Atenuación de una onda EM al propagarse en el mar a 100 Hz.	14
Fig. 1.16 Bandas frecuenciales y tipos de antenas utilizadas en función de la profundidad de operación del submarino.	15
Fig. 2.1 Antena de LF (100 KHz) de Guardamar del Segura, Alicante [21].	16
Fig. 2.2 Monopolo de 380 m simulado con 4NEC2.	17
Fig. 2.3 Diagramas de radiación normalizados en el plano vertical del monopolo de 380 m a 300 kHz, sobre un conductor perfecto y un suelo real respectivamente.	18
Fig. 2.4 Modelo circuital de una antena.	20
Fig. 2.5 Distribución de corriente de una antena cargada T [20].	23
Fig. 2.6 Antena de VLF (24 KHz) de Cutler, Estados Unidos [25].	24
Fig. 2.7.A y Fig. 2.7.B Diseño de la antena de VLF (24 KHz) de Cutler, Estados Unidos [25].	24
Fig. 2.8 Antena L invertida simulada con 4NEC2.	26
Fig. 2.9 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena L invertida.	26
Fig. 2.10 Antena paraguas de 4 elementos simulada con 4NEC2.	27
Fig. 2.11 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 4 elementos.	27
Fig. 2.12 Antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15° simulada con 4NEC2.	28
Fig. 2.13 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15°.	28
Fig. 2.14 Antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15°.	29

Fig. 2.15 Diagrama de radiación normalizado vertical en el plano vertical de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15° .	29
Fig. 2.16 Antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada $7,5^\circ$ simulada con 4NEC2.	30
Fig. 2.17 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada $7,5^\circ$.	30
Fig. 2.18 Captura de Google Earth de la antena de Cutler	31
Fig. 2.19 Diseño final de la antena paraguas de VLF.	32
Fig. 2.20 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical del diseño final de la antena paraguas de VLF.	32
Fig. 2.21 Red de adaptación en L.	33
Fig. 2.22 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical, del diseño final de la antena paraguas de VLF con una red de adaptación en L implementada.	33
Fig. 2.23 Comparativa final de los diagramas de radiación en los planos vertical y horizontal en las diferentes fases de diseño de la antena de VLF, normalizado a 4,11 dBi.	34
Fig. 3.1 Propagación LOS de una onda EM y radio de Fresnel.	37
Fig. 3.2 Propagación superficial de una onda EM.	38
Fig. 3.3 Propagación por onda aérea y onda superficial.	39
Fig. 3.4 Valores de conductividad en diferentes medios de la Tierra.	40
Fig. 3.5 Geometría de rayos y ondas planas, utilizada para modelar la teoría de modos en una Tierra plana.	42
Fig. 3.6 Radio de la Tierra (a) y ángulo subtendido (θ_e).	44
Fig. 3.7 Geometría bidimensional de rayos y ondas esféricas entre una Tierra esférica e Ionosfera.	44
Fig. 3.8 Simulación del nivel de potencia en recepción de la señal de VLF transmitida por el diseño creado en el capítulo anterior.	47
Fig. 3.9 Simulación del ángulo de incidencia respecto la normal de la señal en el receptor en función de su localización.	48
Fig. 3.10 Simulación de la intensidad del campo eléctrico en la antena receptora en función de su localización.	49
Fig. 3.11 Ley de Snell aplicada a una onda EM incidiendo en un conductor con pérdidas.	53
Fig. 3.12 Módulo del campo reflejado $ E_r $ en función del módulo del campo incidente $ E_i $ y $ \rho_{ } $.	53
Fig. 3.13 Representación geométrica del efecto de $ \rho_{ } \approx 1$.	54
Fig. 4.1 Radio silbidos captados en la estación Palmer, Antártida [27].	56
Fig. 4.2 Atenuación de una onda EM al propagarse en el mar a 30 kHz.	57
Fig. 4.3.A Dipolo con placas planas.	58
Fig. 4.3.B Dipolo con esferas.	58
Fig. 4.3.C Cable de arrastre.	58
Fig. 4.4 Implementación de una antena de cable submarino de arrastre.	60

Fig. 4.5 Implementación de una antena de espira montada en el interior de una boya de arrastre.	60
Fig. 4.6 Implementación de una antena multibanda VLF/HF basada en un cable de arrastre.	61
Fig. 4.7 Diseño de la antena multibanda VLF/HF [27] .	61
Fig. 4.8.A Estela de gas formada por la cavitación [30] .	62
Fig. 4.8.B Formación de la cavitación [30] .	62
 Fig. 5.1 Comunicación óptica bidireccional con un submarino profundamente sumergido.	 66
Fig. 5.2.A Tabla de la verdad de una puerta lógica NAND [32] .	67
Fig. 5.2.B Símbolo de una puerta NAND [32] .	67
Fig. 5.2.C Puerta NAND usando transistores [32] .	67
Fig. 5.3 Implementación física de un cúbit.	68
Fig. 5.4 Matrices y símbolos de las principales puertas cuánticas.	69
Fig. 5.5 Circuito de teleportación cuántica [12] .	70
Fig. 5.6 Estados de Bell.	70
Fig. 5.7 Sistema hipotético de comunicación con submarinos sumergidos utilizando la teleportación cuántica.	72
Fig. 5.8 Implementación del protocolo E91 de QKD en la comunicación con submarinos utilizando un láser de luz azul-verde.	74

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1 Resultados de la simulación del monopolo de 380 m a diferentes frecuencias sobre suelo perfecto.	17
Tabla 2.2 Resultados de la simulación del monopolo de 380 m a diferentes frecuencias sobre suelo real.	17
Tabla 2.3 Resultados de la simulación del monopolo corto a 30 KHz.	25
Tabla 2.4 Resultados de la simulación de la antena L invertida a 30 kHz.	26
Tabla 2.5 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 4 elementos a 30 kHz.	27
Tabla 2.6 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15° a 30 kHz.	28
Tabla 2.7 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15° a 30 kHz.	29
Tabla 2.8 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° a 30 kHz.	30
Tabla 2.9 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° con cargas capacitivas y reflectores de 650 m de longitud a 30 kHz.	32
Tabla 2.10 Resultados de la simulación del diseño final con una red de adaptación en L implementada a 30 kHz.	33
Tabla 2.11 Comparativa de los parámetros principales entre la antena diseñada con 4NEC2 y la antena de Cutler.	35
Tabla 5.1 Puertas cuánticas que Bob debe aplicar en función de los bits (m, m') medidos por Alice para poder teleportar correctamente el mensaje $ q_0\rangle$.	72

LISTA DE ACRÓNIMOS

NEC	Numerical Electromagnetics Code
EEUU	Estados Unidos
URSS	Unión de Repúblicas Socialistas Soviéticas
ELF	Extremely Low Frequency
VLF	Very Low Frequency
LF	Low Frequency
MF	Medium Frequency
HF	High Frequency
VHF	Very High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
NVIS	Near Vertical Incidence Skywave
SWR	Standing Wave Ratio
USN	United States Navy
LOS	Line Of Sight
FM	Frecuencia Modulada
GPS	Global Positioning System
AM	Amplitud Modulada
EM	ElectroMagnético
TEM	Transversal ElectroMagnético
TE	Transversal Eléctrico
TM	Transversal Magnético
VOACAP	Voice Of America Coverage Analysis Program
MSK	Minimum Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
ITA	International Telegraph Alphabet
QLORD	Quantum Limited Optical Resonance Detector
NAND	Not AND
BZ	Base Computacional Z
BX	Base Computacional X
QKD	Quantum Key Distribution
QT	Quantum Teleportation
CNOT	Controlled-Not

1. COMUNICACIÓN CON SUBMARINOS

Las guerras son eventos terribles, pero también se producen grandes avances tecnológicos en el transcurso de estas. Durante la Guerra Fría los avances fueron principalmente en los campos de la tecnología aeroespacial y naval. La confrontación entre los EEUU y la antigua URSS hizo que ambas potencias desplegaran una gran flota de submarinos que hasta día de hoy se han ido renovando y utilizando. Estos submarinos tienen la capacidad de permanecer sumergidos durante meses y de ejecutar ataques a flotas enemigas de forma sigilosa. También pueden lanzar misiles nucleares intercontinentales desde profundidades operativas, siendo prácticamente indetectables para los enemigos, lo que les convierte en las amenazas más peligrosas de ambos bandos.

El uso de submarinos con semejante poder destructivo es muy controvertido. Sus defensores argumentan que son elementos disuasivos y que han permitido mantener la paz en momentos muy tensos de nuestra historia más reciente. Sus detractores creen que el coste astronómico de cada unidad, que puede llegar a ser de casi 2,5 mil millones de dólares, no justifica su uso y mucho menos su finalidad. Dejaré este debate de lado y me centraré en los complejos sistemas de telecomunicación que utilizan estos navíos.

La necesidad de las grandes potencias militares de poder comunicarse con su flota de submarinos a una escala global y que estos no tengan que subir a una profundidad de unos 5 metros, llamada profundidad de periscopio, es vital. La gran ventaja táctica de los submarinos y especialmente de los submarinos propulsados por reactores nucleares, es la capacidad de permanecer ocultos bajo las aguas a grandes profundidades durante largos periodos de tiempo. Los submarinos nucleares tienen casi absoluta independencia del aire exterior. La autonomía de estos navíos se ve condicionada por la propia resistencia humana, lo que les permite contar con un gran sigilo y factor sorpresa. Por eso es crucial que los submarinos eviten ser detectados por patrullas aéreas, radares, sonares o satélites de vigilancia enemigos. Esta ventaja táctica es también el mayor inconveniente para comunicarse con submarinos a grandes profundidades, ya que el mar actúa como un medio conductor en las bandas de radiofrecuencia (desde ELF hasta UHF). Por tanto, impide la propagación electromagnética en su interior. Un inconveniente que llevó a los ingenieros de telecomunicaciones frente a uno de los retos más complejos a los que se han tenido que enfrentar.

En este proyecto se estudiarán las dificultades que supone comunicarse con submarinos sumergidos. El objetivo principal será analizar las diferentes opciones a la hora de comunicarse con submarinos sumergidos en el mar y realizar el diseño de un sistema eficiente que cumpla este propósito. Para ello, se realizarán multitud de cálculos teóricos y simulaciones que permitirán optimizar el diseño de la antena transmisora. Una vez encontrados los parámetros más adecuados, se estudiará la propagación y recepción de las ondas electromagnéticas en estas condiciones tan adversas.

El sistema transmisor debe tener la capacidad de abarcar un área muy extensa, de un radio mínimo de 5000 km, y poder propagarse en cierta medida bajo la superficie del mar. Para solventar el desafío que supone el diseño, análisis, optimización y simulación de una antena

de estas características, el proyecto estará basado en cálculos teóricos, gráficos y numerosas ilustraciones de fuente propia que serán complementadas con herramientas muy potentes que ayudarán a corroborar los resultados teóricos. El uso de NEC2 (Numerical Electromagnetics Code), un simulador utilizado para determinar los flujos electromagnéticos de las estructuras y modelar antenas, será fundamental. NEC2 es un programa realizado en lenguaje Fortran que fue desarrollado por el Lawrence Livermore Laboratory, Estados Unidos. La aplicación 4NEC2, desarrollada por Arie Voors, actúa como Interfaz Gráfica de Usuario que permite introducir datos desde ficheros de texto, editar la estructura y visualizar los resultados de forma gráfica. Además, 4NEC2 cuenta con una extensión que utiliza el software de predicción de propagación ionosférica desarrollado por Voice Of America llamado VOACAP. Esta extensión será muy útil para simular diversos mapas de cobertura de los diseños de antena realizados. Tanto 4NEC2 como VOACAP son aplicaciones de código libre. En los capítulos 2,3 y 4 se presentan las características de transmisión, propagación y recepción en la comunicación con submarinos en la banda de VLF. Hoy en día, la banda de VLF representa la banda de radiofrecuencia más consolidada para la comunicación con submarinos sumergidos. En el capítulo 5, se presentan técnicas alternativas de comunicación con submarinos sumergidos, como el establecimiento de enlaces ópticos (azul-verde) vía satélite o la incipiente comunicación cuántica.

1.1 Teoría de antenas

Una antena es un elemento conductor capaz de emitir y recibir ondas electromagnéticas. Si la función de la antena es radiar ondas electromagnéticas al medio, hace de antena transmisora y cuando se utiliza para captar ondas que se propagan en el medio y convertirlas en energía útil, tiene el papel de antena receptora.

La función de una antena es la de convertir ondas electromagnéticas en energía útil para el receptor y viceversa, convertir la energía generada en el transmisor en ondas electromagnéticas.

La mayoría de los diseños de antenas se basan en el principio de resonancia. Un monopolo vertical es un tipo de antena que consiste en un conductor en forma de varilla recta que comúnmente se monta perpendicular sobre algún tipo de superficie conductora, llamada plano de tierra. La señal del transmisor se aplica entre el extremo inferior del monopolo y el plano de tierra. En caso de actuar como receptor la señal se capta en este mismo punto. Un dipolo representa una antena con dos brazos o varillas conductoras de igual longitud con respecto a un punto de alimentación central. Gracias a la teoría de imágenes, los diagramas de radiación de un monopolo y de un dipolo de longitud doble están relacionados.

1.1.1 Dipolo de onda media

Un dipolo de media onda ($\lambda/2$) consta de dos elementos conductores rectilíneos colineales de misma longitud alimentados en el centro y que sigue una distribución de corriente igual a la de dos monopolos $\lambda/4$ simétricos.

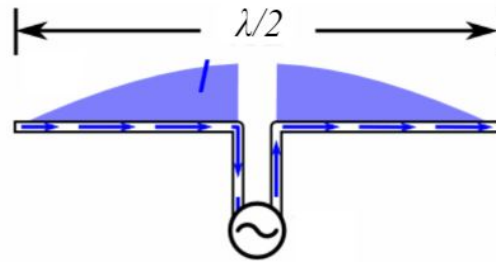


Fig. 1.1 Distribución de corriente en un dipolo $\lambda/2$ [14].

Según la teoría de imágenes, la presencia del suelo genera la aparición de otro radiador virtual, imagen del real, que forma un conjunto de dos radiadores. Estos se comportan como un dipolo vertical aislado, cuya longitud es el doble que la antena real, con la diferencia de que la radiación solamente se produce en el semiespacio superior al plano de referencia, que se corresponde con el plano donde reside el plano conductor en el problema original.

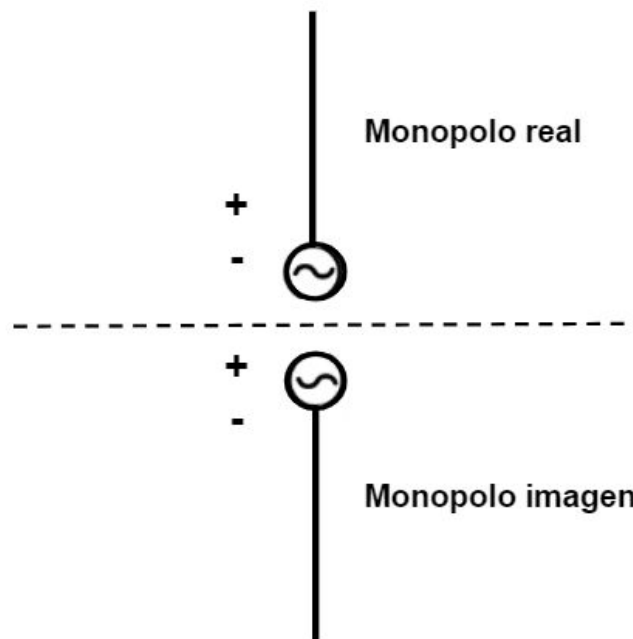


Fig. 1.2 Generación de un dipolo debido a la teoría de imágenes.

Teniendo en cuenta la teoría de imágenes y la distribución de un dipolo $\lambda/2$, un monopolo con una longitud $\lambda/4$ genera un patrón de radiación omnidireccional. Un monopolo $\lambda/4$ tendrá una ganancia dos veces mayor a la del dipolo $\lambda/2$ (3 dB), ya que radia la misma potencia que un dipolo $\lambda/2$ en la mitad de espacio y su resistencia de radiación será la mitad de grande que la de un dipolo $\lambda/2$. Si un dipolo $\lambda/2$ ideal tiene una ganancia de 2,15 dBi y una resistencia de radiación de 73 Ω , un monopolo $\lambda/4$ ideal tiene una ganancia de 5,15 dBi y una resistencia de radiación de aproximadamente 36,8 Ω , si se encuentra sobre un plano conductor perfecto. Es decir, el monopolo irradia ondas de polarización vertical con la

misma densidad de potencia en todas las direcciones azimutales (Φ) perpendiculares a la antena. Sin embargo, la densidad de potencia radiada varía con el ángulo de elevación (θ), siendo máxima a 0° de elevación y con un nulo de radiación sobre el eje de la antena, a 90° del plano de tierra (supuesto conductor perfecto). Como podemos ver en la Fig. 1.3, la ganancia es de 5,15 dBi.

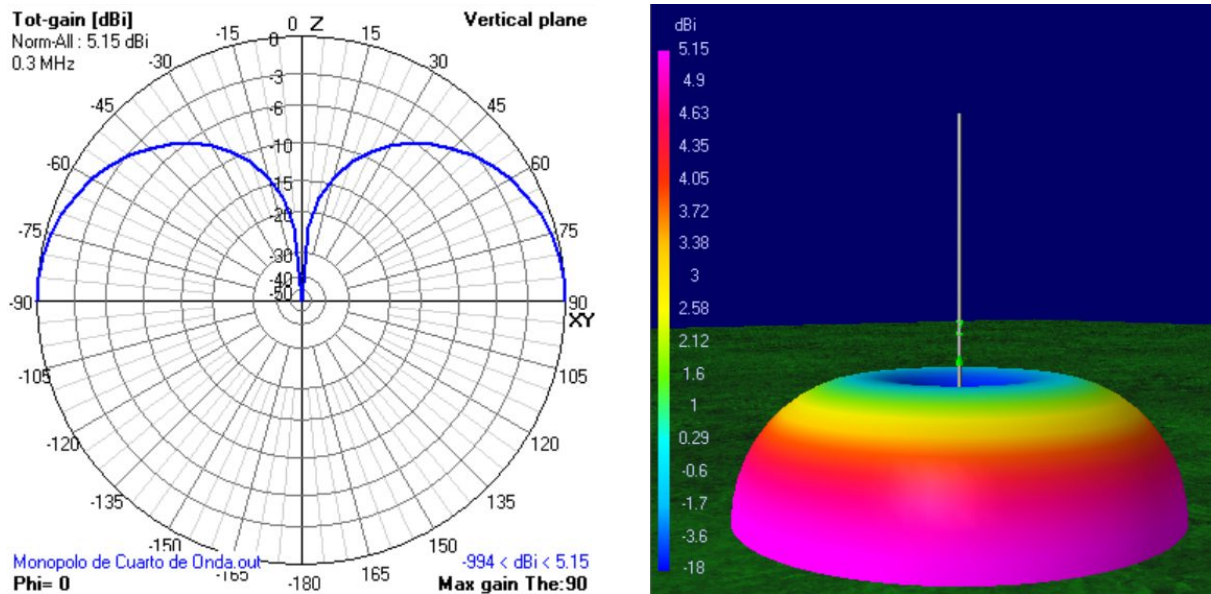


Fig. 1.3 Diagrama de radiación normalizado del plano vertical de un monopolo $\lambda/4$ sobre un plano perfecto.

1.1.2 Dipolo corto

El dipolo elemental es una antena teórica de dimensiones muy pequeñas, comparadas con la longitud de onda, que es recorrida por una corriente uniforme. La expresión de la resistencia de radiación de un dipolo elemental es

$$R_{R(\text{dipolo elemental})} = 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (1.1)$$

Al particularizar la expresión para un dipolo corto, que a diferencia de un dipolo elemental tiene una distribución de corriente lineal (es decir, que es máxima en el punto de alimentación y decrece linealmente hasta ser nula en el extremo opuesto), la longitud efectiva del dipolo corto pasa a ser $L/2$ con respecto a la del dipolo elemental que es L .


 Fig. 1.4 Distribución de corriente en un monopolo $\lambda/4$ [20].

Por lo tanto, la resistencia de radiación de un dipolo corto se expresa como:

$$R_{R(dipolo\ corto)} = 80\pi^2 \left(\frac{L/2}{\lambda} \right)^2 = 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (1.2)$$

En este proyecto voy a analizar cómo afecta la longitud eléctrica de una antena transmisora para comunicación con submarinos sumergidos a su comportamiento. Para ello, voy a partir de la antena más simple, el monopolo. En estos sistemas, las bajas eficiencias de la antena se compensan con potencias muy elevadas, además de la implementación de cargas en la parte superior de la antena (*Top Loading* o Cargado superior) o de elementos reflectores en la base que actúan como planos de tierra con gran conductividad (*Counterpoise* o contra-antena).

1.2 Frecuencia y tasa de transmisión

La frecuencia (f) de una onda electromagnética se mide en ciclos por segundo. Un Hertz (Hz) es un ciclo completo por segundo. La tecnología nos permite modificar a nuestro antojo la amplitud, frecuencia o la fase de una onda electromagnética para codificar en ella información. La velocidad o tasa de transmisión de la información depende de la cantidad de información que se puede transmitir en una onda. Si un ciclo de señal lleva 1 bit de información, entonces la frecuencia del sistema es igual a su velocidad en bits por segundo (bps). Modificando la amplitud, frecuencia o fase se puede conseguir que en un mismo ciclo se envíen más de 1 bit de información.

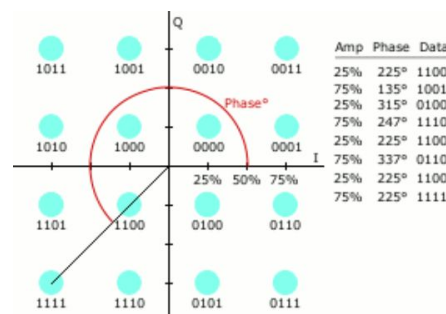


Fig. 1.5 Constelación de la modulación 16-QAM. Con 16-QAM la señal se codifica con 4 bits, cada grupo de 4 bits se modulan en amplitud y fase, permitiendo cuadruplicar la información enviada en cada ciclo respecto una modulación de 1 solo bit [15].

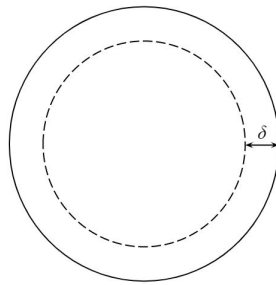
Si bien una codificación con mayor número de bits permite enviar más información en cada ciclo, un aumento de la frecuencia también implica una tasa de transmisión más alta. Tomando como ejemplo la modulación 16-QAM, el cálculo es simple. Si doblamos la frecuencia el sistema seguirá enviando 4 bits por ciclo, pero cada ciclo será más corto porque la longitud de onda se habrá reducido a la mitad, doblando la tasa de transmisión.

Partiendo de esta base es fácil pensar que cuanto más alta sea la frecuencia mayor será la velocidad a la que envía la información. Esto es cierto, como también lo es que la atenuación que sufre una onda enviada a un receptor en el espacio libre (L_{FS}) aumenta exponencialmente a medida que aumenta la frecuencia y la distancia al transmisor (d).

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad (1.3)$$

1.3 Profundidad de penetración

La comunicación en radiofrecuencia con submarinos sumergidos tiene una peculiaridad y es que la onda se propaga por un medio conductor con pérdidas. Por tanto, la propagación de la onda electromagnética dentro del mar se va atenuando hasta que desaparece. En el agua salada la propagación está condicionada totalmente por la profundidad de penetración o *e-folding depth* (δ). La profundidad de penetración es la profundidad efectiva en la que queda confinada la corriente y los campos en un conductor y depende de la frecuencia, permeabilidad magnética (μ) y conductividad eléctrica (σ) del material.



$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (1.4)$$

Fig. 1.6 Profundidad superficial de un conductor.

La profundidad de penetración es equivalente a la distancia en la que la intensidad del campo de la onda electromagnética se atenúa un factor e (8,7 dB). Este parámetro es crucial para entender, en función de su propósito, las diferentes bandas frecuenciales que se utilizan cuando hay que comunicarse con submarinos sumergidos. Debido a su salinidad (35 g/l), el mar tiene una conductividad de 5 S/m de media y una permeabilidad magnética de $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

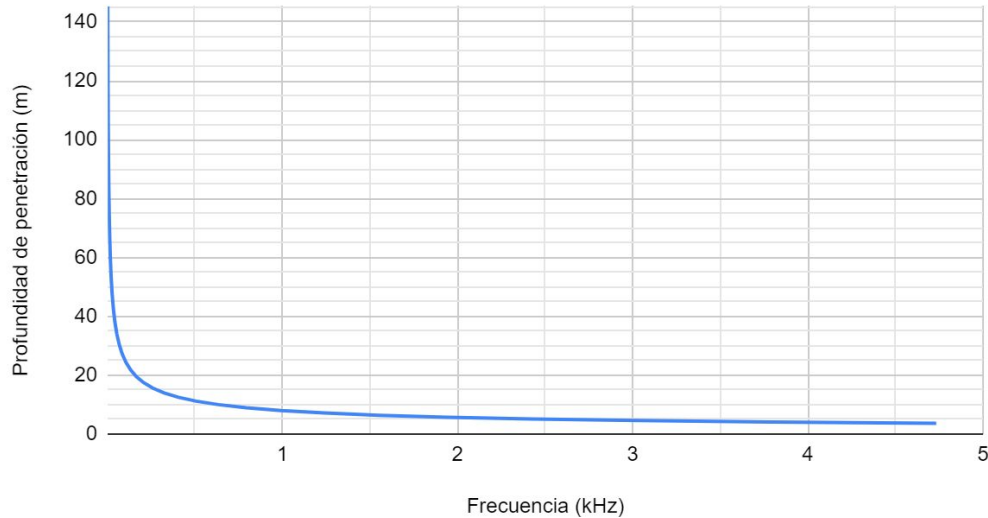


Fig. 1.7 Gráfica de la profundidad de penetración en función de la frecuencia.

La Fig. 1.7 es una forma muy visual de entender como la penetración de una onda electromagnética disminuye a medida que la frecuencia aumenta. Esto sucede por la conductividad del agua del mar.

Un material es buen conductor eléctrico si

$$\left(\frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_r \epsilon_o} \right) \gg 1 \quad (1.5)$$

El agua del mar tiene de media una conductividad de 5 S/m, mientras que para frecuencias bajas su permitividad relativa (ϵ_r) es 70. La permitividad del vacío (ϵ_o) es $8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m. Por ello, el mar es un buen conductor eléctrico para casi todo el espectro radioeléctrico, desde ELF hasta UHF. En un buen conductor eléctrico como el mar, la constante de atenuación (α) es aproximadamente igual a la constante de fase (β).

Este comportamiento hace que cuanto mayor sea la frecuencia menor será la penetración. Un ejemplo muy esclarecedor es calcular la profundidad de penetración de una señal de GPS en la banda L de UHF (2 GHz), ya que deja en evidencia que el uso de altas frecuencias para comunicarse con submarinos sumergidos es totalmente inviable.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot 2 \cdot 10^9 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5}} = 5 \text{ mm} \quad (1.6)$$

Una vez entendidos estos conceptos queda claro que, en función de la situación estratégica y de la finalidad de la comunicación, los submarinos pueden usar las bandas frecuenciales del espectro radioeléctrico que van desde ELF hasta UHF. En la Fig. 1.8 se puede ver gráficamente como el uso de una frecuencia u otra varía principalmente en función de 4

factores: la profundidad de recepción, el nivel de sigilo necesario, el ancho de banda de la señal y de la comunicación que se quiere establecer (si es unidireccional o bidireccional).

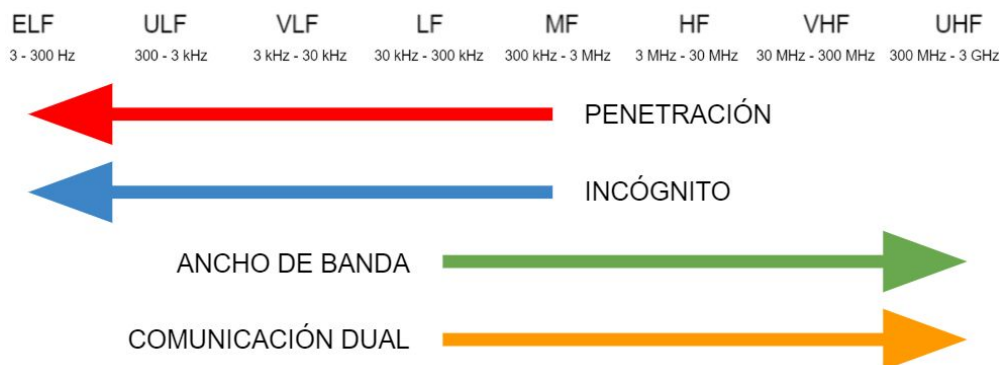


Fig. 1.8 Utilización de las diferentes bandas frecuenciales en función de la finalidad de la comunicación con un submarino.

1.4 UHF

Los sistemas satelitales de UHF de comunicaciones militares de larga distancia, como los satélites geoestacionarios del Wide Global SATCOM de los Estados Unidos, son el sistema de comunicaciones más común cuando los submarinos están en superficie. El uso de satélites suele ser la forma más discreta y segura de comunicarse desde la superficie y así minimizar el riesgo de exposición a los sistemas de vigía enemigos, como aviones, satélites o radar. También son los sistemas bidireccionales mejor preparados para contrarrestar el *jamming* o interferencias intencionadas de un enemigo, ya que para este tipo de comunicaciones puede haber muchos satélites en órbita y solamente se establece la conexión con uno de ellos, complicando la identificación del satélite con el que se efectúa realmente la comunicación. Para este tipo de transmisiones se utilizan mástiles retráctiles con multitud de antenas para diferentes bandas frecuenciales integradas en un solo radomo. En concreto, para UHF se utilizan antenas omnidireccionales con un máximo de radiación en el zenit. Este tipo de antenas de mástil también permiten comunicaciones bidireccionales a profundidad de periscopio, donde la exposición es algo menor.



Fig. 1.9.A Submarino sueco de la clase Gotland equipado con varias antenas de mástil multibanda retráctiles [18].



Fig. 1.9.B Ilustración de una antena de mástil multibanda [19].

1.5 HF

En la banda de HF la propagación de las ondas se basa en la teoría de reflexión y refracción de rayos. La Ionosfera y la Tierra a bajas frecuencias se comportan como conductores con pérdidas. En HF la Ionosfera se comporta como un dieléctrico estratificado, donde se puede llegar a producir la reflexión total de una onda dependiendo del ángulo de incidencia.

1.5.1 Ionosfera

La Ionosfera es la región ionizada de la atmósfera terrestre, que se encuentra entre 60 y 800 km de altitud. En esta capa los gases atmosféricos se ionizan por el efecto de las radiaciones solares altamente energéticas, comprendidas entre los rayos UV y los rayos gamma, dado que los fotones en estas frecuencias contienen energía suficiente para arrancar un electrón de un átomo de gas neutro o de una molécula tras la absorción. Estos electrones son buenos conductores de la electricidad, ya que en conjunto actúan como superficie conductora para las ondas de radio de las bandas inferiores a la HF. Hacen de este fenómeno uno fundamental para la comunicación a grandes distancias, como la comunicación transoceánica o la comunicación con submarinos sumergidos.

La composición de la Ionosfera varía en función de la radiación solar que incide sobre los gases atmosféricos. Esto hace que durante el día la composición sea diferente a la que tiene por la noche. Durante el día la Ionosfera está formada por 4 capas ionizadas: la D, E, F_1 y F_2 :

- Capa D (60-90 km), ionizada por los rayos X.
- Capa E (90-120 km), ionizada por radiación UV con longitudes de onda de 80-105 nm y con rayos X con longitudes de onda de 1-20 nm.
- Capa F_1 (120-300 km) y capa F_2 (300-800 km), ionizadas por la radiación UV con longitudes de onda de 20-80 nm, además, puntualmente, cuando suceden eventos solares más agresivos como eyecciones de masa coronal o incluso tormentas solares, los átomos de oxígeno y nitrógeno se ionizan por el efecto de los rayos X y gamma.

Por la noche, cuando finaliza la ionización provocada por la radiación solar, los electrones libres de la capa D se combinan con los iones formando moléculas neutras, lo que provoca la desaparición de esta capa. Por otro lado, las capas E, F_1 y F_2 se mantienen porque al estar a mayor altitud la densidad del aire es menor, haciendo que los iones no se combinen tan fácilmente con las moléculas de gases libres.

Los diferentes niveles de ionización en las capas de la Ionosfera hacen que la conductividad del aire varíe en función de la altitud.

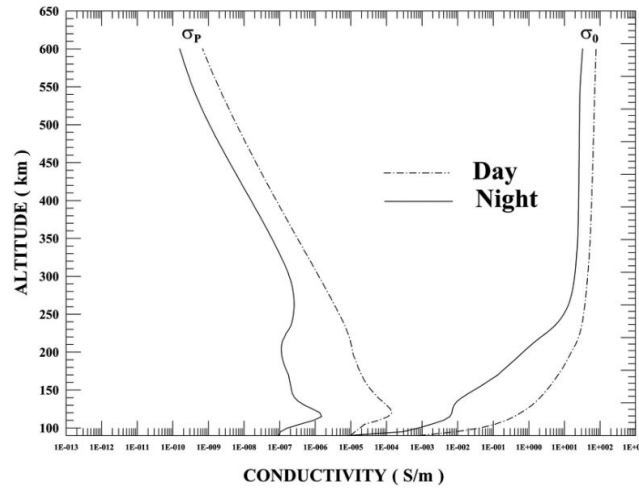


Fig 1.10 Perfiles de altura durante el día y la noche de la conductividad específica (σ_0) y de Pedersen (σ_p) en el rango de 90-600 km [8].

1.5.2 Ley de Snell

La Ley de Snell es una expresión utilizada para describir la relación entre los ángulos de incidencia y refracción cuando una onda electromagnética pasa de un medio de propagación a otro, como en este caso el cambio de medio de mesosfera a ionosfera.

La Ley de Snell de refracción define que

$$\frac{\beta_1 \sin \theta_i}{\beta_2 \sin \theta_t} \rightarrow \beta_1 \sin \theta_i = \beta_2 \sin \theta_t \quad (1.7)$$

siendo θ_i el ángulo de incidencia de la onda respecto a la normal, θ_t el ángulo de transmisión de la onda respecto a la normal, y β_1, β_2 las constantes de fase en cada medio.

La Ley de Snell de reflexión define que

$$\theta_i = \theta_r \quad (1.8)$$

siendo θ_r el ángulo de reflexión de la onda respecto a la normal.

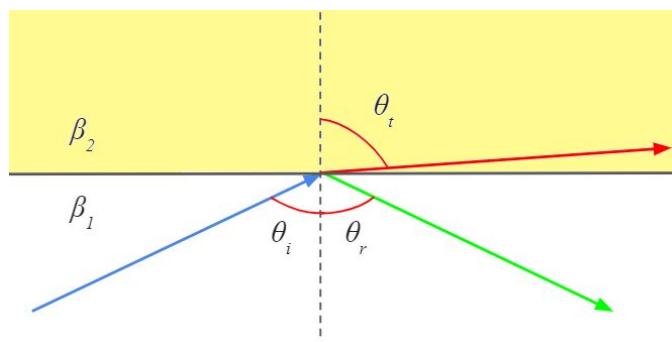


Fig. 1.11 Ley de Snell aplicada a una onda EM incidiendo en un medio sin pérdidas.

1.5.3 NVIS

Utilizando una antena multibanda como la de la Fig. 1.9.B un submarino emergido es capaz de captar una señal que se ha transmitido a alta frecuencia (HF) si esta se encuentra sobre la superficie o a profundidad de periscopio. A su vez, si el submarino en la superficie quiere comunicarse de forma directa con un barco o avión que se encuentra en un radio de unos 800 km, el uso de la banda de HF, especialmente a 8 MHz, es muy efectivo. Este tipo de propagación se llama propagación por onda aérea de incidencia casi vertical o NVIS. La NVIS se basa en la utilización de antenas con un ángulo de máxima radiación muy elevado, cercano a 90° respecto la horizontal. Al transmitir en HF de esta forma, las ondas inciden en las capas E o F de la Ionosfera de forma casi vertical y se reflejan de nuevo hacia la Tierra con un ángulo de reflexión muy pequeño, permitiendo superar el horizonte radioeléctrico y comunicarse directamente con aliados.

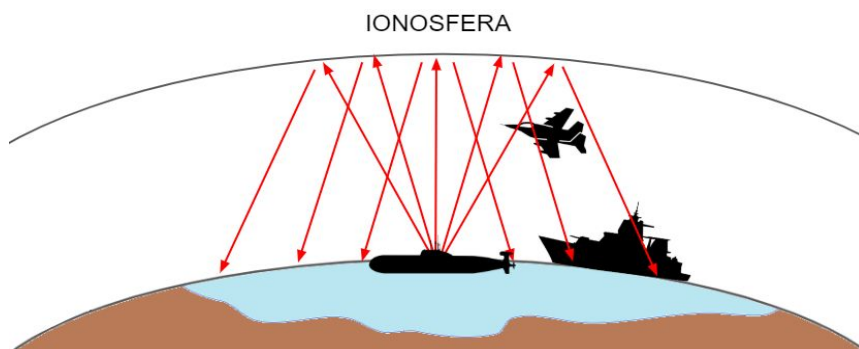


Fig. 1.12 Propagación NVIS de una onda EM emitida desde un submarino emergido.

1.6 ELF

Las frecuencias extremadamente bajas (ELF) son las que mayor capacidad de penetración tienen en el mar, pero la eficiencia de radiación de las antenas en esta banda es extremadamente baja. A estas frecuencias, por debajo de los 300 Hz, la propagación de estas ondas se produce en la guía de ondas Tierra-Ionosfera. La característica principal de la propagación por debajo de 1 kHz es que hay un único modo de propagación, el llamado

modo cuasi-Transversal ElectroMagnético o cuasi-TEM. Esta condición permite que la onda cuasi-transversal se propague dentro de la guía de onda y que lo haga con muy poca atenuación. Todos los demás modos son evanescentes y casi indetectables a distancias superiores a 1000 km. El bajar tanto en frecuencia complica mucho la implementación de un sistema de transmisión. La longitud de onda a 100 Hz es de 3000 km, con todo lo que ello implica: ancho de banda bajo, ineficiencia, antenas eléctricamente pequeñas a pesar de ser gigantescas, etc.

Para excitar el modo cuasi-TEM se requiere que la componente de campo eléctrico esté polarizada verticalmente. Debido a la enorme longitud de onda, la realización de una antena vertical queda totalmente descartada. En 1989 se realizaron diseños pioneros como el del Proyecto Sanguine de los Estados Unidos. En Clam Lake, Wisconsin y en Republic, Michigan, se construyó el que ha sido y será uno de los mayores transmisores del mundo. El transmisor de Clam Lake consiste de dos cables de aluminio de 1,5 cm de diámetro con una longitud de 23 km, dispuestos en cruz y alimentados en el centro. Sus extremos están enterrados. El de Republic consiste de tres cables de las mismas características, dos de 23 km y uno de 45 km formando una F, alimentados en la intersección superior y también con los extremos enterrados. En ambas localizaciones los cables inicialmente iban tendidos sobre postes similares a los de teléfono. A posteriori, se enterraron para así ocultarlos al enemigo.

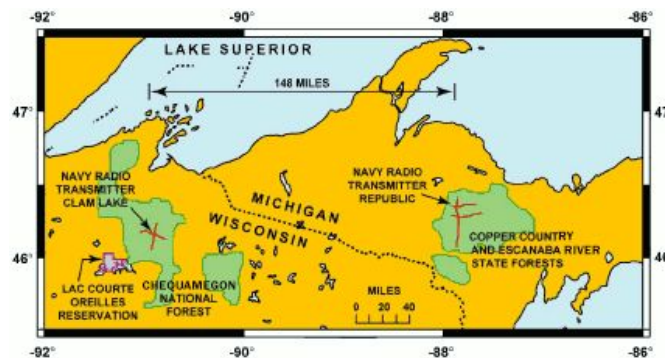


Fig. 1.13 Mapa de la localización y disposición de los sistemas transmisores de ELF de Clam Lake y Republic, Estados Unidos [16].

El fundamento de este sistema era utilizar la propia Tierra como antena y para ello fue necesario instalarlo sobre un suelo con unas condiciones muy concretas. Las primeras capas subterráneas debían ser lo menos conductoras posibles para maximizar la profundidad de penetración de las ondas electromagnéticas que salen de los extremos enterrados. Mientras que las capas más profundas debían ser lo más conductoras posibles. Cuanto mayor es esta profundidad, mayor es la antena. En ambas localizaciones la conductividad del suelo es extremadamente baja, de 10^{-4} S/m, lo que supone una mejora de 20 dB en la potencia radiada respecto a un suelo con una conductividad promedio. Los extremos de la antena consisten de electrodos de casi 100 metros de longitud enterrados verticalmente. Al conectarlos a la tierra hacen que la corriente fluya a través de las primeras capas del suelo, llegando a las capas más profundas que actúan como bucle de retorno debido a su conductividad. En ello crean una antena de espira gigantesca orientada

verticalmente. En esta espira la corriente viaja en un bucle a través de la línea de transmisión de la superficie y a kilómetros de profundidad en el lecho de roca, yendo de un electrodo al otro. Esto origina un campo magnético a través de la espira que irradia ondas en ELF. El eje del campo magnético producido es horizontal, por lo que genera ondas polarizadas verticalmente creando un diagrama de radiación similar al de un dipolo con dos lóbulos en el plano de la espira. De ahí su nombre dipolo de tierra.

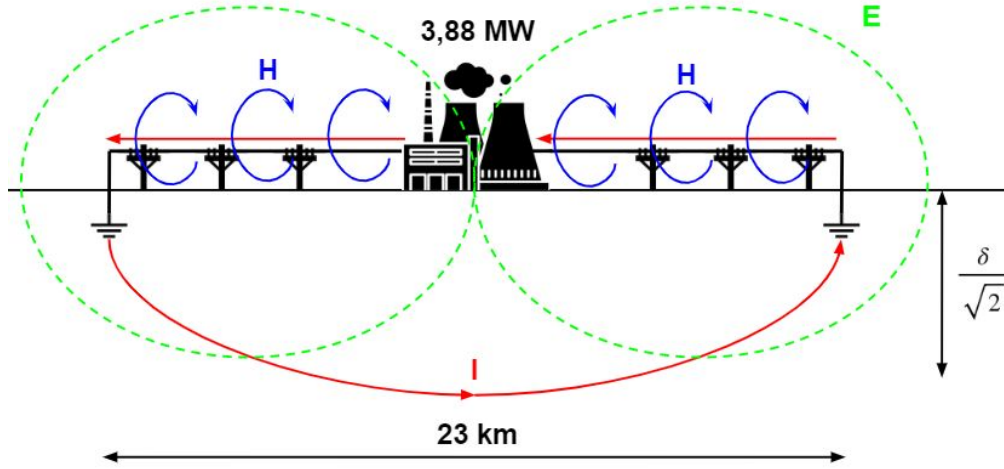


Fig. 1.14 Ilustración en 2D de la antena dipolo de tierra de ELF de Clam Lake, Estados Unidos.

El área (A) del dipolo de tierra de Clam Lake es [9]

$$A = \frac{L\delta}{2} = \frac{23 \cdot 10^3 \cdot 5,03 \cdot 10^3}{2} = 578454 \text{ km}^2 \quad (1.9)$$

donde L es la longitud total de la línea de transmisión y δ la profundidad de penetración de la onda en el suelo a esa frecuencia.

La potencia radiada por una espira se determina por la expresión

$$P_R = \frac{160\pi^2 I^2 A^2}{\lambda^4} \quad (1.10)$$

donde I es la corriente que circula por la espira. Por tanto, para conseguir que la antena radie lo máximo posible, además de crear una espira lo más grande posible, la corriente también debe ser muy grande. Cada cable se alimenta con una corriente de alrededor de 300 A y una potencia de 3,88 MW. Pero la potencia radiada es de solo 69 W, resultando en una eficiencia de radiación (η_{rad}) del

$$\eta_{rad} = \frac{69}{3,88 \cdot 10^6} = 1,78 \cdot 10^{-5} = 0,0017\% \quad (1.11)$$

A pesar de esta baja eficiencia de radiación, la atenuación de la onda propagada por la guía de ondas Tierra-lonozfera es muy pequeña, consiguiendo una transmisión prácticamente global. Además, la atenuación que sufre la onda al propagarse por el agua es lo más baja posible.

Para una señal a 100 Hz, las constantes de atenuación y de fase en el mar son

$$\alpha \approx \beta = \sqrt{\pi f \mu \sigma} = \sqrt{\pi \cdot 100 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5} = 0,044 \text{ rad/m} \quad (1.12)$$

En el mar, la atenuación por propagación a 100 Hz ($L_{M(100 \text{ Hz})}$) se expresa como

$$L_{M(100 \text{ Hz})} = 20 \log(e^{\alpha d}) = 8,7 \cdot 0,044 \cdot d \quad (1.13)$$

siendo d la distancia desde la superficie.

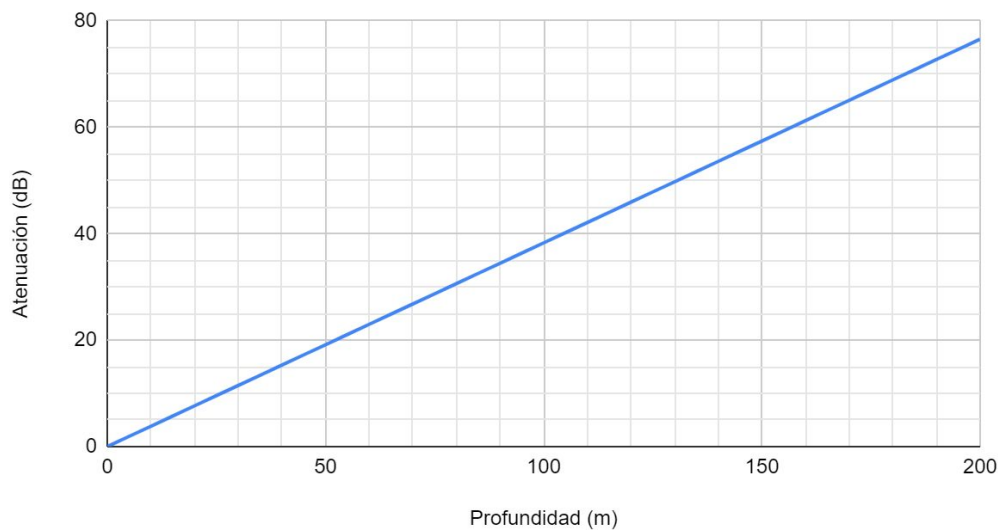


Fig. 1.15 Atenuación de una onda EM al propagarse en el mar a 100 Hz.

La onda que se propaga bajo el agua proviene de la muy pequeña componente tangencial del campo eléctrico paralelo, algo que explicaré en detalle en el capítulo 3. Por este motivo, la antena del submarino debe buscar el acoplamiento con el campo eléctrico horizontal. En ELF las antenas más comunes utilizadas consisten de dos electrodos ampliamente separados conectados por un largo solenoide sensible al campo magnético, arrastrado horizontalmente detrás del submarino. Cuanto más separados están los electrodos, mayor es la sensibilidad. Estos electrodos están fabricados con titanio y suelen estar separados 300 m entre sí, con su punto medio a 300 m del submarino [5]. Analizando la Fig. 1.15, puedo concluir que, dependiendo de la potencia de la señal que incide sobre la superficie del mar, es factible recibir señales incluso a unos 150 m de profundidad. Esto permite a un submarino que usa una antena de cable de arrastre recibir señales a más de 150 m de profundidad.

A pesar de ser muy costoso y tremendamente ineficiente, Rusia aún conserva operativas sus estaciones de ELF, ya que suponen una ventaja táctica importante debido a su penetración. Estados Unidos en cambio, decidió clausurar todos sus proyectos de ELF y utilizar VLF para comunicarse con su flota de submarinos sumergidos. A continuación, analizaré como los sistemas de VLF sacrifican profundidad de penetración a favor de eficiencias y anchos de banda mucho mayores.

1.7 VLF

Un poco por encima de la banda de ELF, se encuentran las frecuencias muy bajas (VLF) que van desde los 3 kHz hasta los 30 kHz. En esta banda las características de propagación en agua salada son algo peores que en ELF, pero suficientemente buenas como para utilizarse para la comunicación con submarinos sumergidos, tal y como veremos en los próximos capítulos. En esta banda realizar antenas como un monopolo $\lambda/4$ no es viable, ya que resultan ser extremadamente grandes y por tanto irrealizables. Este factor hace que las dimensiones de las antenas utilizadas sean mucho menores a λ , por lo que la antena será un monopolo eléctricamente corto. A pesar de estos inconvenientes, todas las fuerzas navales del mundo utilizan VLF para comunicarse con sus submarinos sumergidos.

En los próximos capítulos me centraré en esta banda, diseñaré y simularé una antena transmisora de VLF con capacidad de dar cobertura submarina en un radio de más de 5000 km.

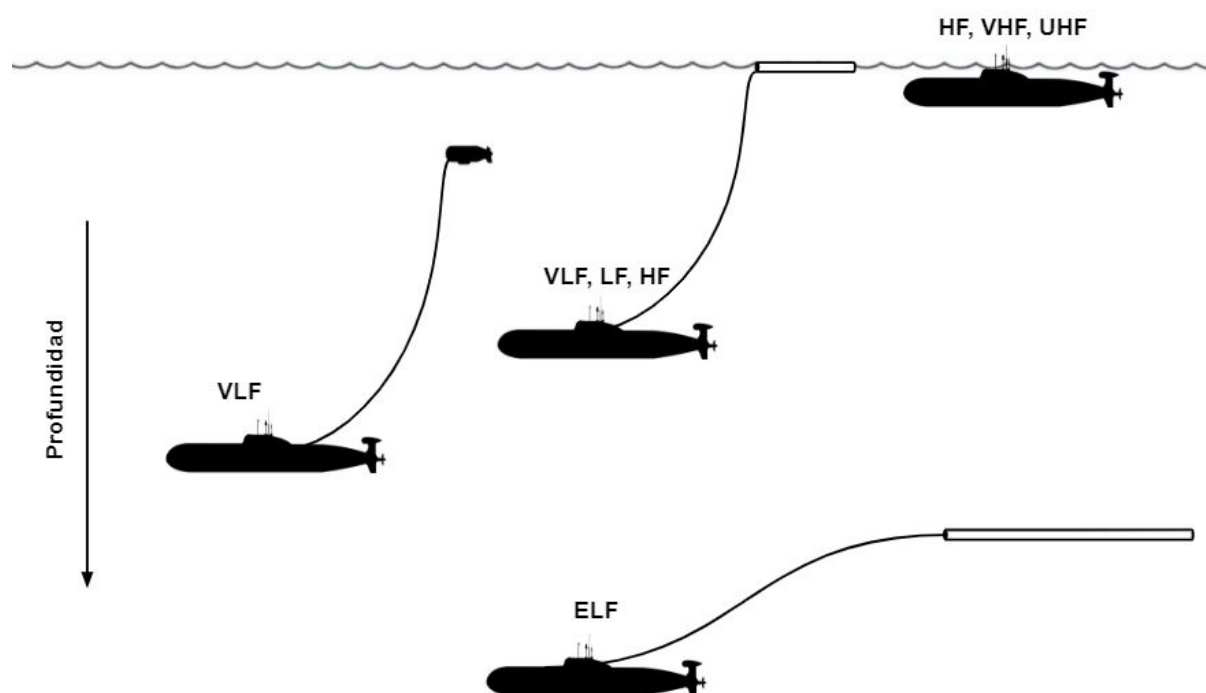


Fig. 1.16 Bandas frecuenciales y tipos de antenas utilizadas en función de la profundidad de operación del submarino, dichas antenas se describirán en detalle en el capítulo 4.

2. DISEÑO DE UN TRANSMISOR DE VLF PARA LA COMUNICACIÓN CON SUBMARINOS SUMERGIDOS

Debido a las frecuencias de VLF las antenas serán pequeñas en comparación de la longitud de onda, que puede llegar a ser de 100 km en las frecuencias más bajas de la banda. El comportamiento de las antenas será el de un monopolo eléctricamente corto.

2.1 Simulaciones de un monopolo corto en LF, VLF y ULF con 4NEC2

Utilizando el software 4NEC2, he realizado un seguido de simulaciones con el objetivo de estudiar de forma empírica cómo afecta a una antena su longitud eléctrica, las cargas que se puedan implementar y la composición del suelo cuando se utilizan frecuencias que van desde los 3 kHz hasta los 300 kHz. Estas primeras simulaciones me ayudarán a tener una visión global de los problemas que puedan surgir y servirán de punto de partida para la realización de un diseño funcional.

Las características de los componentes utilizados y del entorno son los siguientes:

El hilo que conforma las antenas es de cobre y tiene 2 cm de radio.

- Conductividad (σ): $5,8 \cdot 10^7$ S/m

Los planos de tierra que se utilizarán en las simulaciones son: un plano perfecto sin pérdidas y un suelo real con las siguientes características:

- Constante dieléctrica (ϵ): 17
- Conductividad (σ): $15 \cdot 10^{-3}$ S/m

Para el diseño de las antenas he tomado como referencia la Torreta de Guardamar del Segura, Alicante. Se trata de un monopolo vertical montado en una estructura metálica, en forma de mástil, con una altura de 380 metros. Esta antena es utilizada por la Armada Española para la transmisión de órdenes a sus submarinos.



Fig. 2.1 Antena de LF (100 KHz) de Guardamar del Segura, Alicante [\[21\]](#).

2.1.1 Monopolo de 380 m

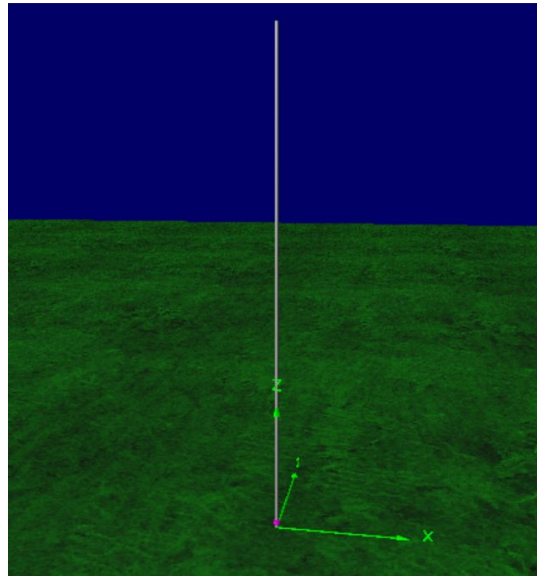


Fig. 2.2 Monopolo de 380 m simulado con 4NEC2.

BANDA	FRECUENCIA						
		G (dB)	η_{rad}	$R_A (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
LF	300 kHz	5,75	99,45%	199,713	198,615	1,098	580
VLF	30 kHz	4,24	88,29%	0,6172	0,5449	0,07230	-2393
ULF	3 kHz	-2,5	18,72%	0,02885	0,00540	0,02345	-24392

Tabla 2.1 Resultados de la simulación del monopolo de 380 m a diferentes frecuencias sobre suelo perfecto.

BANDA	FRECUENCIA							
		G (dB)	η_{rad}	$R_A (\Omega)$	$R\Omega + R_R (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
LF	300 kHz	2,77	52,48%	227,887	199,713	198,615	1,098	580
VLF	30 kHz	-11	2,841%	16,1685	0,6172	0,5449	0,0723	-2393
ULF	3 kHz	-2,5	0,032%	15,1303	0,02885	0,00540	0,02345	-24392

Tabla 2.2 Resultados de la simulación del monopolo de 380 m a diferentes frecuencias sobre suelo real.

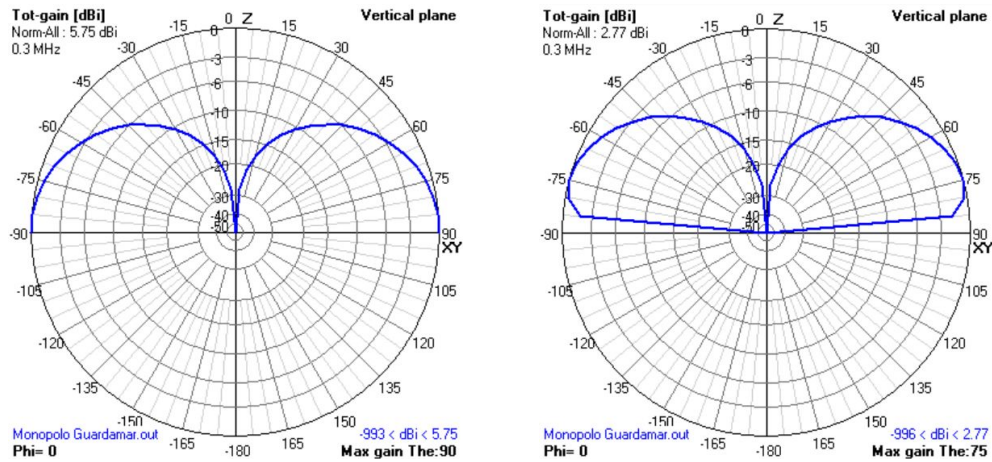


Fig. 2.3 Diagramas de radiación normalizados en el plano vertical del monopolo de 380 m a 300 kHz, sobre un conductor perfecto y un suelo real respectivamente.

Analizando los resultados de ambas simulaciones, pero sobre todo los resultados de la Tabla 2.2, es evidente que el problema principal es el bajar en frecuencia manteniendo una misma antena. Esto conlleva que la resistencia de radiación (R_R) baje en picado, las pérdidas óhmicas (R_Ω) se vuelvan hegemónicas y la reactancia (jX) crezca muy rápidamente. Una serie de factores que hacen que la eficiencia (η_{rad}) caiga y convierta a la antena en un diseño pésimo para la transmisión de señales en VLF.

2.2 Efectos de la frecuencia en los parámetros de una antena de VLF

2.2.1 Resistencia de radiación

Para que una antena sea eficiente, es decir que radie la mayor parte de la energía que se le suministra, o que transmita al receptor la mayor parte de la energía que captura, sus dimensiones deben ser del orden de la longitud de onda. Normalmente se utilizan antenas cuyas dimensiones fluctúan entre $\lambda/8$ y λ aproximadamente. Como he comentado, he utilizado un monopolo de 380 m para las simulaciones que, en el mejor de los casos, a 300 kHz con una longitud de onda de 1 km se comporta como un monopolo $\lambda/3$. Pero, para el rango de VLF la longitud de onda es $10 \text{ km} < \lambda < 100 \text{ km}$, por lo que la antena será un monopolo corto ($L \ll \lambda$). Como he dicho, este factor es crucial para la eficiencia. Si nos fijamos en las siguientes expresiones veremos el porqué.

La resistencia total de entrada de una antena (R_A) es la suma de la resistencia de radiación de la antena (R_R) y las pérdidas óhmicas (R_L).

$$R_A = R_R + R_L \quad (2.1)$$

Para deducir la resistencia de radiación de un monopolo corto, que es el que he utilizado en la simulación, hay que basarse en la teoría de imágenes. Según esta teoría, la radiación de un monopolo de longitud L se corresponde con la radiación en un semiespacio de un dipolo de longitud $2L$. Además, el monopolo radia en la mitad del espacio que un dipolo y, por lo tanto, la resistencia de radiación de un monopolo corto es

$$R_R = \frac{20\pi^2}{2} \left(\frac{2L}{\lambda} \right)^2 = 40\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

Finalmente, podemos concluir que la resistencia de radiación de un monopolo corto se ve muy afectada por el uso de frecuencias de VLF e inferiores. Esto se debe a que disminuye a razón del cuadrado de la relación entre la longitud física de la antena (L) y la longitud de onda (λ).

2.2.2 Pérdidas óhmicas

Debido a las grandes corrientes involucradas en la mayoría de los sistemas de transmisión de ELF y VLF, es importante tener en cuenta el diseño de los conductores y las bobinas de sintonización que se requieren. La resistencia de corriente continua de un conductor (R_{DC}) viene dada por la expresión

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma A} = \frac{4l}{\sigma \pi d^2} \quad (2.3)$$

donde l es la longitud del conductor, σ es la conductividad del medio, A es el área de la sección transversal y d el diámetro del conductor.

Por otro lado, las pérdidas óhmicas del conductor de la antena (R_L) también están relacionadas con la profundidad de penetración (δ). Cuando se fuerza una corriente alterna a través de un conductor, los campos magnéticos producidos tienden a redistribuir el flujo de corriente de tal manera que se minimiza la autoinducción del cable. Este efecto también se puede considerar como una fuerza que hace que la mayoría de la corriente fluya cerca de la superficie del conductor. De la expresión superior podemos deducir que cuanto mayor sea el grosor del cable menores serán las pérdidas óhmicas. Esta redistribución en la corriente aumenta la resistencia por unidad de longitud de un conductor. A medida que aumenta la frecuencia, se alcanza un punto donde la corriente se confina en un volumen que está a una distancia δ de la superficie del cable.

En estas condiciones, donde el diámetro del cable es mayor que aproximadamente 10δ , la resistencia del conductor a alta frecuencia (R_{AC}) viene dada por la relación:

$$R_{AC} \approx \frac{l}{\sigma \pi d \delta} = \frac{l}{d} \sqrt{\frac{\mu f}{\pi \sigma}} \quad (2.4)$$

Para valores de d inferiores a 4δ , las pérdidas óhmicas pueden aproximarse por la expresión [1]:

$$R_L = R_{AC} \approx R_{DC} \cdot \left(1 + \frac{(d/4\delta)^4}{3} \right) \quad (2.5)$$

Finalmente, si la eficiencia de radiación (η_{rad}) de una antena se define como

$$\eta_{rad} = \frac{R_R}{R_A} = \frac{R_R}{R_R + R_L} \quad (\leq 1) \quad (2.6)$$

puedo apreciar cómo está directamente relacionada con la frecuencia, ya que la resistencia de radiación va disminuyendo a medida que la longitud de onda aumenta. Por otro lado, a muy baja frecuencia, cuando la profundidad de penetración es mucho mayor que el diámetro del conductor, las pérdidas óhmicas se vuelven hegemónicas en la resistencia total de entrada.

Como conclusión, la resistencia de radiación de una antena cuyas dimensiones son muy inferiores a la longitud de onda, es muy pequeña en comparación con la resistencia de pérdidas y, por tanto, es un radiador muy ineficaz. En antenas eléctricamente pequeñas, la mayoría de la potencia se disipa debido a las pérdidas óhmicas en vez de ser radiada. Estas pérdidas se pueden reducir si aumentamos el diámetro del hilo que forma la antena y utilizamos un material que tenga una conductividad muy alta.

2.2.3 Adaptación y eficiencia

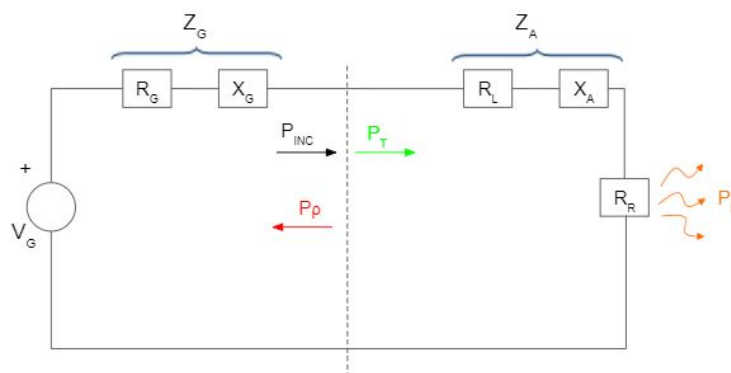


Fig. 2.4 Modelo circuital de una antena.

La eficiencia de una antena no solo viene dada por la relación entre las resistencias de esta sino que, para asegurar la máxima transferencia de potencia entre el generador y la antena, la impedancia del generador (Z_G) debe ser el complejo conjugado de la impedancia de entrada a la antena (Z_A^*). Esta condición, llamada adaptación, se simplifica en el caso habitual en que la impedancia de generador es puramente resistiva.

En este caso, la impedancia de entrada a la antena debe ser puramente resistiva e igual a la resistencia de generador. El no tener un sistema óptimamente adaptado hace que parte de la potencia recibida o transmitida sea reflejada en la antena, generando ondas estacionarias que no contribuyen a la potencia útil y que, además, pueden causar distorsiones en la señal contenida en la onda electromagnética. Esta distorsión puede incluso llegar a destruir la señal por completo, si la onda estacionaria está en contrafase a la onda que contiene la señal útil. Además, la desadaptación genera pérdidas por calentamiento en los diversos componentes del sistema que forman la antena.

Si el coeficiente de reflexión de una onda (ρ) es

$$\rho = \frac{Z_A - Z_G}{Z_A + Z_G} \quad (-1 \leq \rho \leq 1) \quad (2.7)$$

la eficiencia de adaptación (η_ρ) se define como

$$\eta_\rho = 1 - |\rho|^2 \quad (\leq 1) \quad (2.8)$$

Para medir la adaptación de una antena también es útil la Relación de Onda Estacionaria (SWR), que se relaciona directamente con el coeficiente de reflexión con la expresión

$$SWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (\geq 1) \quad (2.9)$$

Finalmente, la eficiencia total de la antena (η_T) es el porcentaje de potencia que la antena radia (P_R) respecto a la potencia que se le ha entregado desde la fuente de alimentación (P_{INC}). Depende directamente de la eficiencia de radiación y de la eficiencia de adaptación.

$$\eta_T = \frac{P_R}{P_{INC}} = \eta_{rad} \cdot \eta_\rho \quad (\leq 1) \quad (2.10)$$

Como se puede observar en los resultados de las simulaciones, la antena parece un gran condensador con una pequeña resistencia en serie. Para que el sistema fuese lo más eficiente posible y asumiendo el caso habitual que la impedancia de generador es resistiva ($Z_G = R_G$), habría que transformar la impedancia de la antena en una impedancia puramente resistiva igual a la de generador. Para ello, hay que utilizar una red de adaptación. Una red de adaptación permite acoplar de forma óptima la impedancia entre la fuente y la carga, en nuestro caso la antena. Esta solución es externa a la antena, por lo que no modifica su distribución de corriente y, por tanto, ninguno de sus parámetros como son resistencia de radiación, ganancia, etc. De momento, no realizaré dicha red de adaptación, ya que primero voy a analizar e implementar otro tipo de técnicas para la optimización de la eficiencia que me permitirá utilizar una red de adaptación con elementos con reactancias menores.

2.2.4 Ganancia

Otro inconveniente, que surge al utilizar antenas eléctricamente cortas para la transmisión de señales de VLF y ELF, es que la ganancia de la antena se ve muy comprometida porque esta depende directamente de la eficiencia de radiación. La directividad es la relación entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección de observación determinada (Φ, θ) , respecto la intensidad de radiación media de la antena.

La directividad $D(\Phi, \theta)$ de una antena se corresponde con la siguiente expresión

$$D(\phi, \theta) = 4\pi \frac{u(\phi, \theta)}{P_R} \quad (2.11)$$

donde Φ es el ángulo de acimut y θ el ángulo de elevación respecto la antena y $u(\Phi, \theta)$ denota la intensidad de radiación (la potencia radiada por unidad de ángulo sólido).

La ganancia se define como

$$G(\phi, \theta) = \eta_{rad} \cdot D(\phi, \theta) = \eta_{rad} \cdot 4\pi \frac{u(\phi, \theta)}{P_R} \quad (2.12)$$

2.3 Efecto de los parámetros del suelo a la eficiencia y al diagrama de radiación

Siguiendo con el análisis de las simulaciones del monopolo de 380 m, puedo observar que estas se pueden separar en dos bloques: simulaciones sobre suelo perfecto y simulaciones sobre suelo real. El efecto de un suelo real sobre la antena es, básicamente, que a medida que la conductividad disminuye, provoca la elevación de los lóbulos en el diagrama de radiación de la antena en el plano vertical. Es decir, el diagrama disminuye en la dirección rasante, tal y como se puede observar en la Fig. 2.3. Además, aumenta las pérdidas óhmicas de la antena. Ahora, la resistencia total de la antena (R_A) pasa ser la suma de la resistencia de radiación (R_R), de las pérdidas óhmicas de la estructura (R_L) y de las pérdidas que introduce el suelo (R_{GND}).

$$R_A = R_R + R_L + R_{GND} \quad (2.13)$$

Estos efectos producen una disminución de la eficiencia de la antena. Para poder paliar el efecto de las pérdidas por la conductividad finita del suelo, se utiliza la técnica de la contra-antena. Esta técnica consiste en instalar, a una altura inferior a la de la alimentación de la antena, hilos conductores conectados entre sí o incluso enterrarlos en la base de la antena, que actúan como reflectores de las ondas y aumentan la conductividad del suelo.

2.4 Reactancia capacitiva

Como he analizado anteriormente, además del problema de la rápida disminución de la resistencia de radiación al disminuir la frecuencia, la reactancia de entrada aumenta rápidamente y presenta un carácter capacitivo, lo cual es un gran inconveniente para la eficiencia de la antena. Otra solución alternativa a la red de adaptación para disminuir este comportamiento es cargar las antenas. Esto se realiza añadiendo elementos conductores en el extremo superior de la antena, donde se puede acumular carga. De esta forma, la distribución de corriente de la antena en el extremo no es nula, lo que alarga la longitud efectiva de la antena.

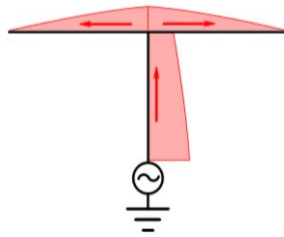


Fig. 2.5 Distribución de corriente de una antena cargada T [20].

Al trabajar a frecuencias muy bajas, la antena sigue siendo eléctricamente corta, por lo que su diagrama de radiación apenas cambiará. Los efectos más considerables de cargar antenas afectan a la resistencia de radiación y, sobretodo, a la reactancia de la impedancia de entrada. El efecto es equivalente a poner un condensador en el extremo superior de la antena. Los cables de la carga sirven como la placa de un condensador y la tierra sirve como la otra placa, que se carga y descarga por la corriente de radiofrecuencia del transmisor. Las antenas cargadas más comunes son las antenas L invertida, las antenas paraguas y las antenas T.

2.5 Antena Paraguas

Una antena paraguas es una antena monopolo alargada eléctricamente cargada en la parte superior. En la mayoría de los casos consiste de un mástil alimentado en el extremo de tierra, al que se conectan varios cables radiales inclinados hacia abajo en la parte superior. Se usan como antenas de transmisión en las bandas de LF y VLF. El extremo exterior de cada cable radial, que se inclina hacia abajo desde la parte superior de la antena, está conectado por un aislante a un cable anclado al suelo o a una torre adyacente. Los cables radiales hacen que la antena parezca la estructura de un paraguas gigante sin la tela, de ahí el nombre. Los cables paraguas añaden capacitancia a la parte superior de la antena, mejorando la distribución de corriente en el radiador vertical del mástil y aumentando la resistencia de radiación y, por lo tanto, la potencia radiada. Las antenas paraguas irradian ondas de tierra polarizadas verticalmente en un patrón de radiación omnidireccional.

Uno de los mejores ejemplos de antena paraguas es la de Cutler, Estados Unidos. La antena de Cutler se trata de una estación del sistema mundial de comunicación naval de la USN que transmite en VLF a su flota de submarinos nucleares y a otros submarinos sumergidos cuando operan en las regiones del Atlántico y el Ártico. El transmisor tiene una

potencia nominal de salida de 2 MW y, según declaran fuentes estadounidense, radía 1,4 MW, por lo que su eficiencia es muy alta.



Fig. 2.6 Antena de VLF (24 KHz) de Cutler, Estados Unidos [25].

Para conseguir eficiencias tan altas la USN tuvo que construir un sistema de dimensiones gigantescas, de unas 12000 ha, en la bahía de Little Machias. Tiene un diámetro de 1,87 km, y para soportar el conjunto de hilos de 2,5 cm de diámetro que actúan como cargas para la antena paraguas se utilizan 26 torres. Como se puede observar en la Fig. 3.8.A, en cada mitad del transmisor hay una torre central de 304 m de altura, 6 torres interiores de 267 m en un radio de 572 m y 6 torres exteriores de 244 m de altura en un radio de 936 m. Todo el conjunto forma una antena Trideco, un caso especial de antena paraguas con un segundo radio de cargas.

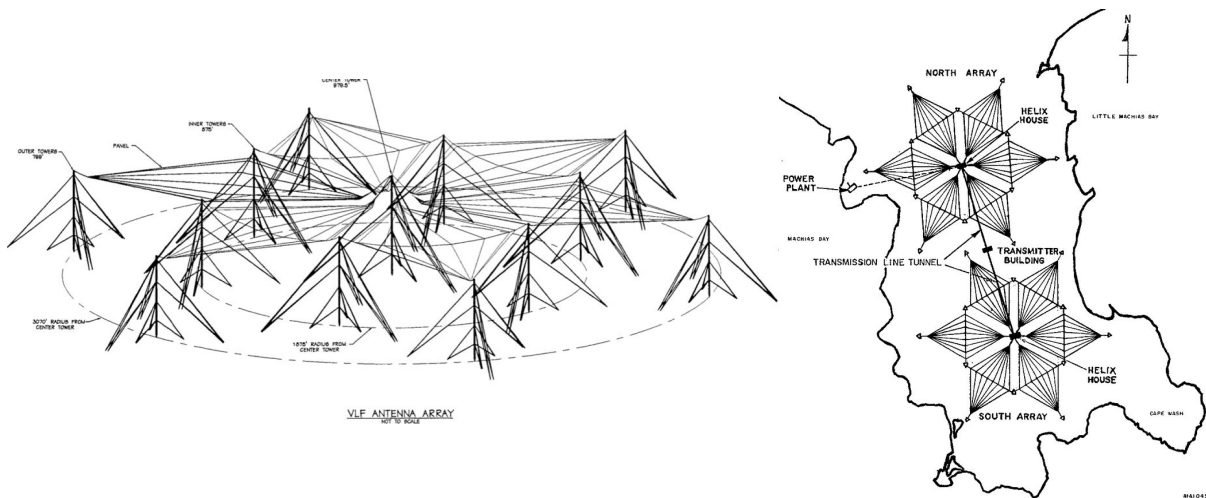


Fig. 2.7.A y Fig. 2.7.B Diseño de la antena de VLF (24 KHz) de Cutler, Estados Unidos [25].

En el punto intermedio de la antena se encuentra el edificio del transmisor, una estructura de 7500 m². El transmisor tiene cuatro unidades amplificadoras, de 500 KW cada una, cuyas salidas se combinan. Es posible utilizar cualquier combinación de las cuatro unidades y de las dos mitades de la antena, por lo que el sistema goza de gran flexibilidad. La antena puede usar ambas mitades a la vez formando un array, pero normalmente se utiliza una de

las mitades, siendo la otra redundante, solo utilizada en caso de fallo del sistema principal. En la base de cada torre central hay un edificio más pequeño, llamado *Helix House*, que contiene los componentes de sintonización y acoplamiento de la antena. La transferencia de potencia de los amplificadores a las *Helix Houses* se realiza mediante grandes cables coaxiales que van por túneles. Para mejorar la mala conductividad del suelo, el sistema de elementos reflectores utilizado, que actúa como contra-antena, consiste en más de 3200 km de hilo de cobre de 1,25 cm de grosor. Estos cables están enterrados, con radiales cada 0,5°, que parten desde cada una de las torres centrales y llegan hasta el mar en todas direcciones. Aprovechando la localización estratégica en la que el transmisor está construido [25].

2.6 Diseño y optimización de una antena de VLF con 4NEC2

Para ver cómo afectan todas estas modificaciones a una antena de VLF, me he centrado en la banda de 30 kHz. Esta banda frecuencial es muy interesante. Más adelante veremos que tiene una capacidad de penetración en el mar lo suficientemente buena a la vez que permite eficiencias relativamente grandes en la transmisión.

He tomado la antena monopolo de 380 m sobre el suelo real especificado en el apartado 2.1 como punto de partida y he ido realizando modificaciones a su diseño para ir mejorando sus prestaciones.

En estas simulaciones me he centrado en 4 parámetros esenciales de la antena para realizar un diseño lo más óptimo posible:

- Ganancia (G).
- Eficiencia de radiación (η_{rad}).
- Relación de Onda Estacionaria (SWR).
- Reactancia (jX).

A continuación iré comparando los diferentes diseños entre sí, empezando por los más simples y viendo qué aspectos mejoran cada una de las modificaciones.

2.6.1 Antenas cargadas

Las primeras modificaciones que he realizado han sido añadir dos tipos de cargas distintas a la antena partiendo del monopolo corto de 380 m

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	$R_A (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
MONOPOLO	-11	2,84%	7077	16,17	0,54	0,07	-2393,0

Tabla 2.3 Resultados de la simulación del monopolo corto a 30 KHz.

2.6.1.1 Antena L invertida

Empiezo por la antena cargada más simple, la antena L invertida. Para ello, he añadido un tramo horizontal de cable de 380 m en la parte superior que actúa como carga.

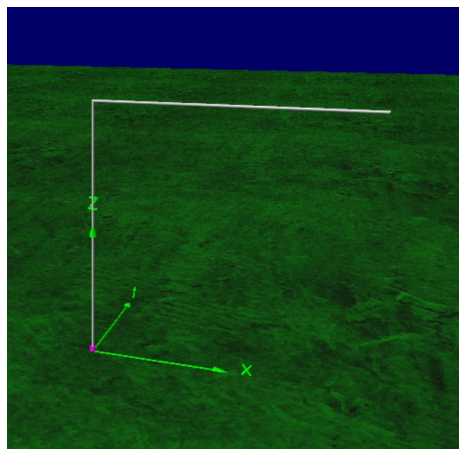


Fig. 2.8 Antena L invertida simulada con 4NEC2.

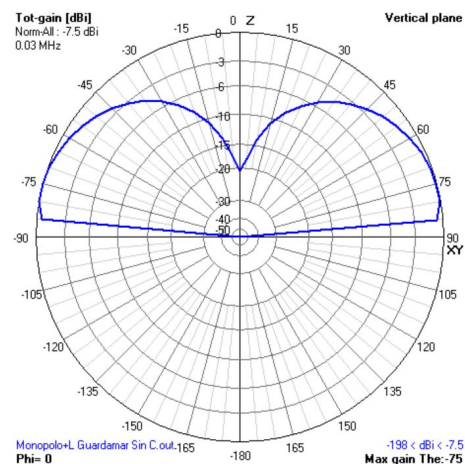


Fig. 2.9 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena L invertida.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η	SWR	$R_A (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
L INVERTIDA	-7,5	5,89%	1682	17,47	1,22	0,15	-1211,7

Tabla 2.4 Resultados de la simulación de la antena L invertida a 30 kHz.

Comparando los resultados de la antena L invertida con los del monopolo, puedo observar que todos sus parámetros han mejorado levemente. Esto es debido a que el tramo horizontal añade capacitancia a la parte superior de la antena, lo que mejora la distribución de corriente en la sección vertical, hace la antena más larga e incrementa su resistencia de radiación, aumentando la potencia radiada.

2.6.1.2 Antena Paraguas de 4 elementos

La segunda antena cargada es la antena paraguas, su diseño consiste en cuatro tramos de 380 m de longitud en el extremo superior de la antena, que descienden hasta 350 m de altura, por lo que son ligeramente oblicuos.

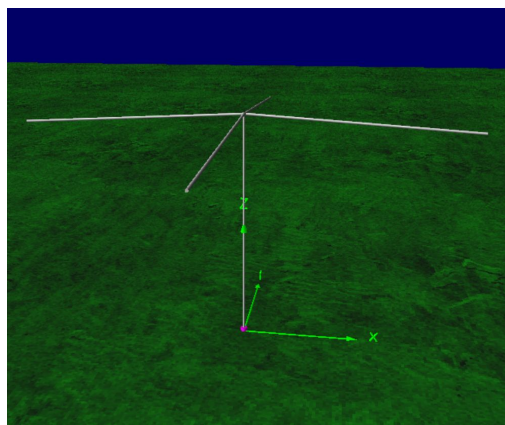


Fig. 2.10 Antena paraguas de 4 elementos simulada con 4NEC2.

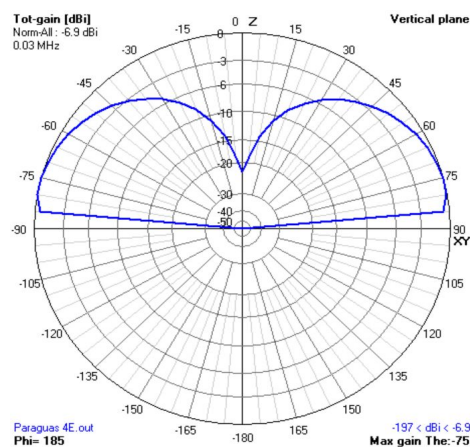


Fig. 2.11 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 4 elementos.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	$R_A (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
PARAGUAS 4E	-6,9	7,62%	280	18,3	1,75	0,19	-503,0

Tabla 2.5 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 4 elementos a 30 kHz.

Si comparamos los resultados de la antena paraguas de 4 elementos con los de la antena L invertida, vemos que mejora las prestaciones. Esto es debido a que al aumentar el número de hilos que actúan como carga se obtienen valores de reactancia más cercanos a cero, lo que conlleva una disminución muy considerable de la SWR de la antena, haciendo que sea más eficiente.

Una vez analizados los resultados de estas simulaciones podemos concluir que una antena paraguas es la mejor opción a lo que se refiere cargar una antena, ya que reduce significativamente la capacitancia. Esto produce una mejora en la eficiencia total.

A pesar de producir mejoras en la eficiencia, estas son muy leves, ya que la relación entre la resistencia total de la antena y la resistencia de radiación es muy pobre. El principal motivo de esta eficiencia tan pobre es que el suelo, al ser un mal conductor eléctrico, introduce pérdidas de un valor muy superior a las de la propia estructura y la resistencia de radiación. Por ello, antes de aumentar el número de hilos que forman el paraguas debo mejorar la conductividad del suelo.

2.6.2 contra-antena o reflectores radiales

Una de las características de las antenas de VLF con eficiencia muy alta como la de Cutler es que, además de una estructura de paraguas, utilizan la técnica de la contra-antena para mejorar la conductividad del suelo. Como he comentado previamente, la contra-antena consiste de una serie de mallas de hilos conductores que actúan como elementos reflectores o plano de tierra con gran conductividad.

2.6.2.1 Antena Paraguas de 4 elementos con reflectores cada 15°

En este segundo bloque de simulaciones he empezado por implementar elementos reflectores que parten desde la base de la antena paraguas de 4 elementos, ya que este diseño ha sido el que mejor resultado ha dado en las simulaciones previas.

El diseño inicial dispone de un radial cada 15°, lo que suma un total de 24 elementos reflectores. Esta malla de reflectores está formada por hilos de 2 cm de radio.

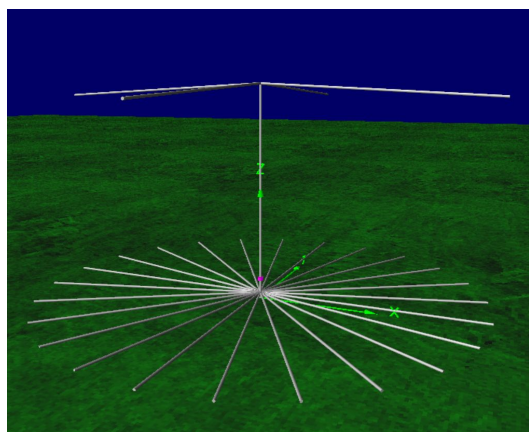


Fig. 2.12 Antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15° simulada con 4NEC2.

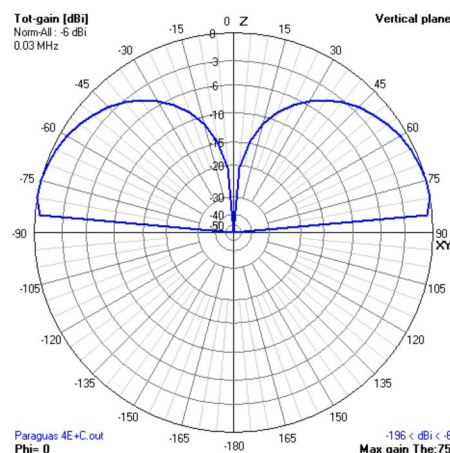


Fig. 2.13 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15°.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	R_A (Ω)	R_R (Ω)	$R\Omega$ (Ω)	jX (Ω)
PARAGUAS 4E + REFLECTOR (15°)	-6	8,59%	169	17,95	2,03	0,20	-387,0

Tabla 2.6 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 4 elementos y reflectores cada 15° a 30kHz.

Si comparo los parámetros de este nuevo diseño con su versión previa sin reflectores, veo que ha habido mejoras en todos los parámetros. Aún así, no han sido muy considerables, ya que la resistencia total de la antena sigue siendo muy alta respecto la resistencia de radiación. Sumado a una mala adaptación, debido a la alta capacitancia de la antena, hace que la eficiencia total siga siendo muy baja.

2.6.2.2 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15°

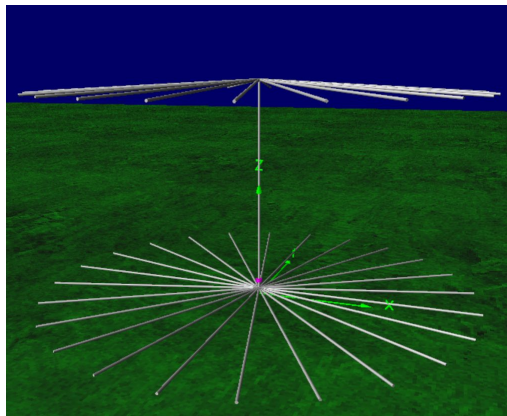


Fig. 2.14 Antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15°.

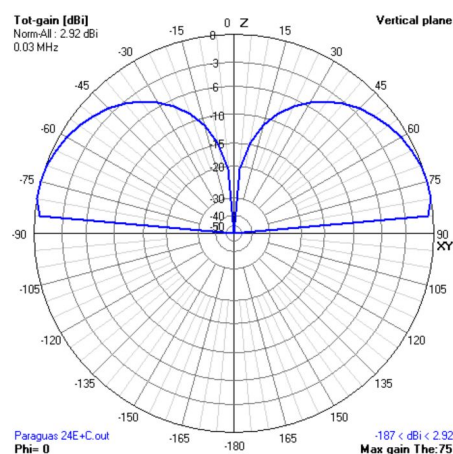


Fig. 2.15 Diagrama de radiación normalizado vertical en el plano vertical de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15°.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	R_A (Ω)	R_R (Ω)	$R\Omega$ (Ω)	jX (Ω)
PARAGUAS 24E + REFLECTOR (15°)	2,92	65,3%	302	2,36	1,83	0,21	-182,0

Tabla 2.7 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 15° a 30 kHz.

La implementación de 24 hilos, de 380 m de longitud, en la parte superior de la antena permite reducir la capacitancia de la antena a más de la mitad del valor previo, cuando solo había 4 elementos que actuaban como carga. Sumado al efecto de los reflectores, se reduce mucho la resistencia total de la antena, por lo que la eficiencia total aumenta de forma muy notable.

2.6.2.3 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5°

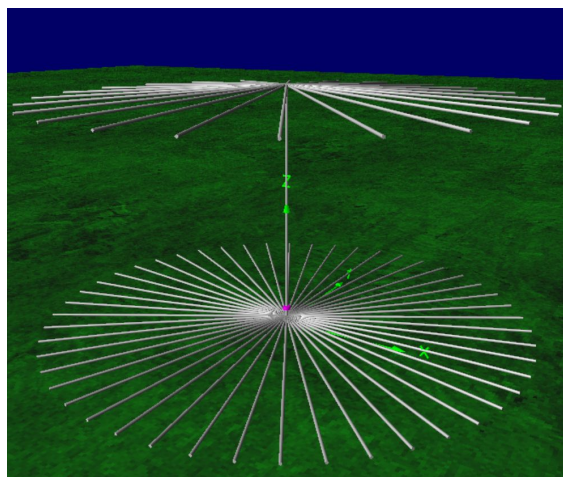


Fig. 2.16 Antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° simulada con 4NEC2.

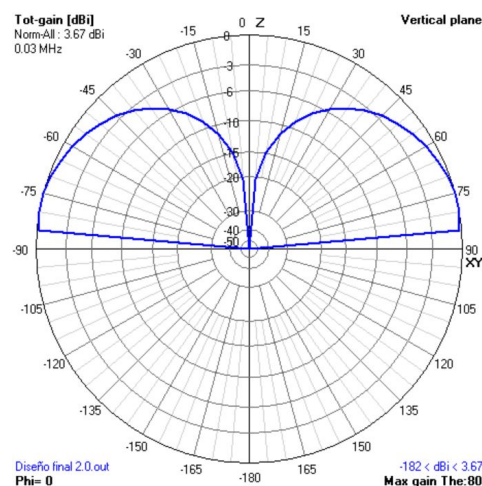


Fig. 2.17 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5°.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	R_A (Ω)	R_R (Ω)	$R\Omega$ (Ω)	jX (Ω)
PARAGUAS 24E + REFLECTORES (7,5°)	3,67	76,3%	220	2,09	1,83	0,13	-143,0

Tabla 2.8 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° a 30 kHz.

He podido comprobar empíricamente que la utilización de múltiples cargas en el extremo superior del monopolo, sumado al efecto de los reflectores radiales de la base, genera una sinergia muy positiva. Por eso, he optado por optimizar las dimensiones de los elementos utilizados para así crear una antena lo más eficiente posible.

En el primer diseño optimizado he mantenido los 24 hilos superiores y he duplicado el número de elementos reflectores de la base. Ahora hay un radial cada 7,5°, sumando un total de 48. Esto hace que la conductividad del suelo aumente y baje la resistencia total.

Ahora, los principales contribuyentes a la resistencia total de la antena son la resistencia de radiación y las pérdidas óhmicas, por lo que la eficiencia total ha incrementado de nuevo.

2.7 Simulación del diseño final de la antena transmisora de VLF con 4NEC2

Para el diseño final, he tomado las especificaciones de la antena de VLF de Cutler como referencia. Tal y como he comentado anteriormente, en la antena de Cutler se instalaron elementos reflectores radiales cada $0,5^\circ$. A 4NEC2 simular tantos elementos no le resulta viable, por lo que me he implementado 48 elementos reflectores y 24 cargas del extremo superior de la antena para el diseño final.

Hasta ahora, tanto los hilos superiores como los reflectores de la base tenían una longitud de 380 m, la misma que la altura del elemento radiador central. En Cutler la longitud de los hilos principales de la antena paraguas es de 572 m, que es el radio desde la torre central hasta las 6 torres interiores. Por su parte, los elementos reflectores se extienden hasta el mar que, como he podido comprobar con Google Earth, es una distancia que puede llegar a ser de 2,05 km.

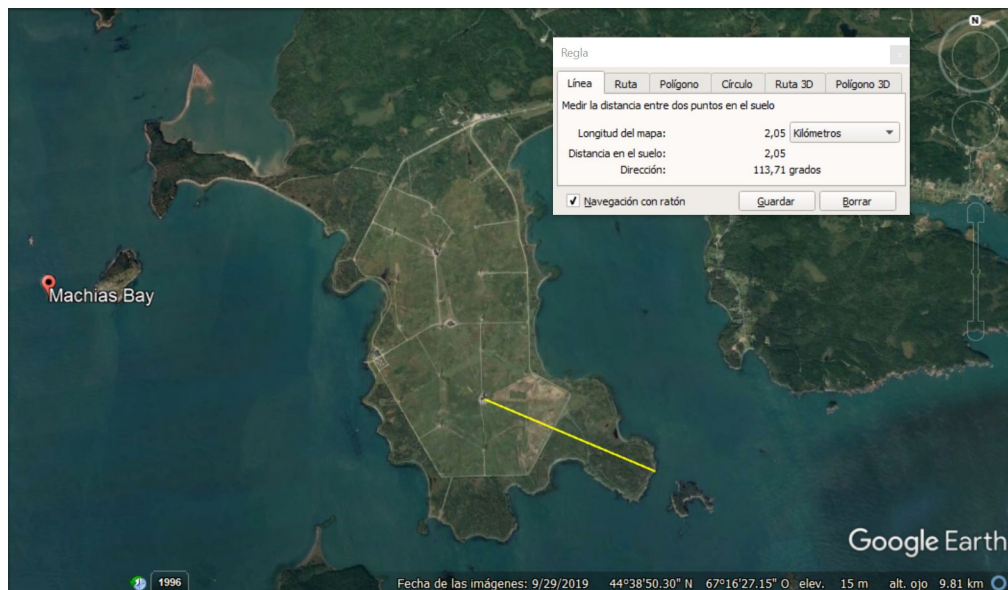


Fig. 2.18 Captura de Google Earth de la antena de Cutler, donde se mide la longitud máxima de los reflectores.

Teniendo esto en cuenta y que además de las 6 torres interiores hay 6 torres exteriores que extienden la longitud de los hilos de la antena paraguas hasta 936 m, he alargado la longitud de los hilos superiores e inferiores de mi diseño hasta 650 m.

2.7.1 Antena Paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° y longitud extendida

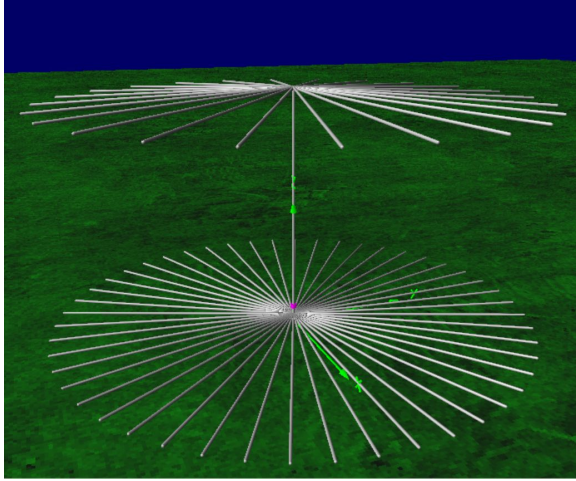


Fig. 2.19 Diseño final de la antena paraguas de VLF.

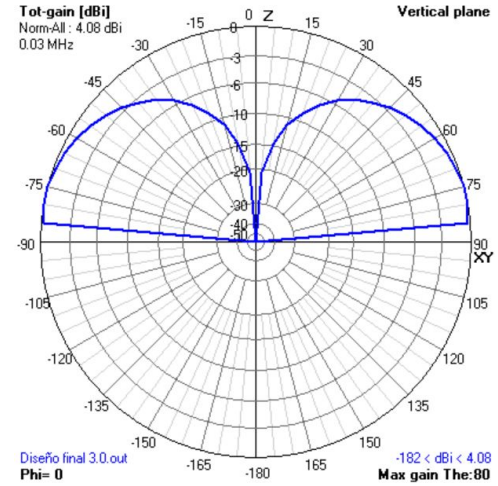


Fig. 2.20 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical del diseño final de la antena paraguas de VLF.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	$R_A (\Omega)$	$R_R (\Omega)$	$R\Omega (\Omega)$	$jX (\Omega)$
PARAGUAS 24E EXT + REFLECTORES (7,5°)	4,08	84,74%	25,3	1,99	1,85	0,13	-3,67

Tabla 2.9 Resultados de la simulación de la antena paraguas de 24 elementos con reflectores cada 7,5° con cargas capacitivas y reflectores de 650 m de longitud a 30 kHz.

Al aumentar la longitud de los reflectores, la conductividad del suelo ha incrementado mucho, reduciendo su efecto negativo.

2.7.2 Red de adaptación

A pesar de tener valores muy buenos de eficiencia de radiación, la Relación de Onda Estacionaria es muy mala, lo que indica que el sistema no está bien adaptado. En 4NEC2 la resistencia de referencia es de 50Ω (Z_G) por lo que, para adaptar óptimamente la antena ($Z_A = 1,99 \Omega$) al generador, he añadido una red de adaptación a la salida de este, además de una bobina de $19,47 \mu\text{H}$ ($X_L = j3,67 \Omega$) en serie a la antena. Esto es debido a que en el modelo de red de adaptación en L que he implementado, los valores de carga y generador deben ser resistivos puros.

La red de adaptación debe ser puramente reactiva para evitar introducir pérdidas que puedan generar una bajada muy considerable en la eficiencia de la antena [2].

$$X_A = Z_A \sqrt{\frac{Z_G}{Z_A} - 1} = 1,99 \sqrt{\frac{50}{1,99} - 1} = j9,77 \Omega = j\omega L \rightarrow L = 51,85 \mu\text{H} \quad (2.14)$$

$$X_B = - \frac{Z_G}{\sqrt{\frac{Z_G}{Z_A} - 1}} = - \frac{50}{\sqrt{\frac{50}{1,99} - 1}} = -j10,2 \, \Omega = - \frac{j}{\omega C} \rightarrow C = 520 \, nF \quad (2.15)$$

La red de adaptación que he diseñado consiste de un condensador de 520 nF ($X_B = -j10,2 \, \Omega$) en paralelo a una bobina de 51,85 μ H ($X_A = j9,77 \, \Omega$). Con esta red de adaptación la impedancia que ve el generador es de 50 Ω y la impedancia que ve la antena es de 1,99 Ω .

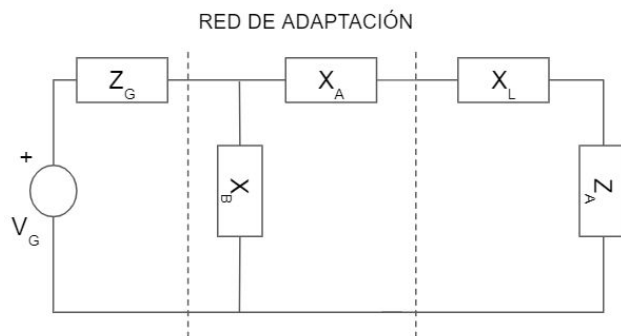


Fig. 2.21 Red de adaptación en L.

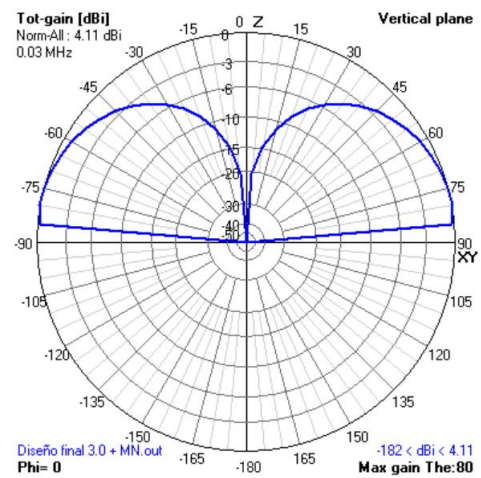


Fig. 2.22 Diagrama de radiación normalizado en el plano vertical, del diseño final de la antena paraguas de VLF con una red de adaptación en L implementada.

TIPO DE ANTENA	G (dB)	η_{rad}	SWR	$R_A \, (\Omega)$	$R_R \, (\Omega)$	$R\Omega \, (\Omega)$	$jX \, (\Omega)$
PARAGUAS 24E EXT + REFLECTORES (7,5°) + RED DE ADAPTACIÓN	4,11	85,4%	1,01	49,8	1,85	0,13	0,0004

Tabla 2.10 Resultados de la simulación del diseño final con una red de adaptación en L implementada a 30 kHz.

2.8 Comparativa entre las diversas fases del proceso de diseño

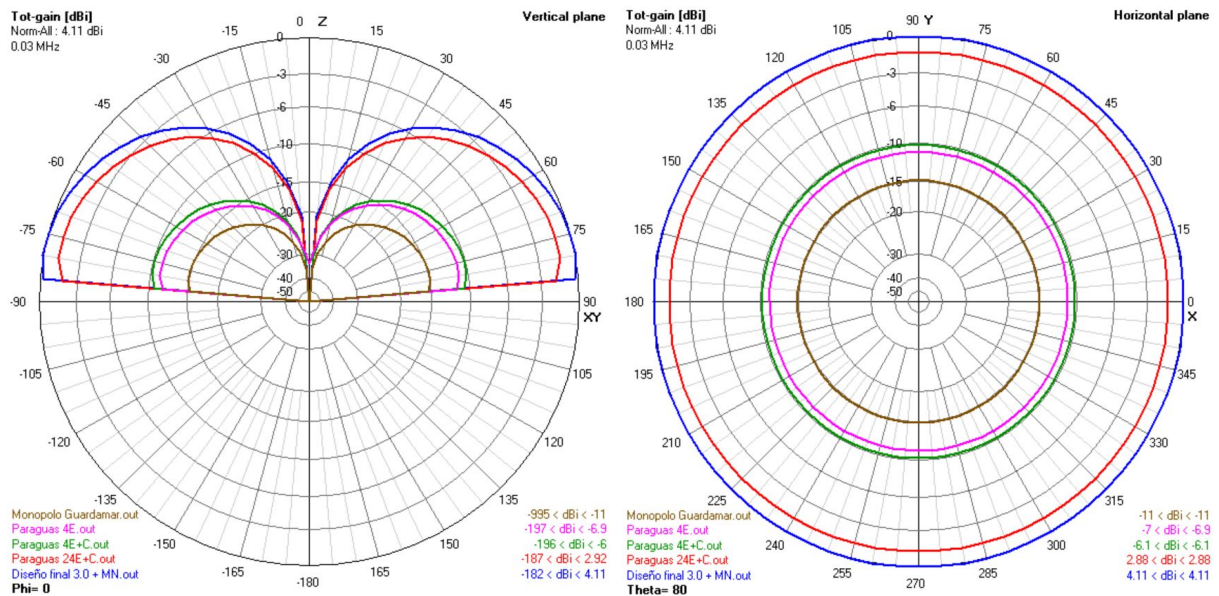


Fig. 2.23 Comparativa final de los diagramas de radiación en los planos vertical y horizontal en las diferentes fases de diseño de la antena de VLF, normalizados a 4,11 dBi.

Si comparamos los resultados de los diagramas de radiación del diseño final de la antena con el resto de diseños intermedios, se aprecia que se ha producido una mejora constante en la ganancia con cada una de las implementaciones estructurales que he añadido (tal y como teóricamente he razonado). Este incremento de la ganancia depende directamente de la eficiencia, que ha ido mejorando en mayor o menor medida con cada una de las mejoras hechas. Pero no solo eso se puede observar en los diagramas de radiación de la Fig. 2.24. También se aprecia como el ángulo θ va aumentando, llegando a ser de casi 85° en el diagrama de radiación del diseño final. Estando muy cerca de $\theta = 90^\circ$, que corresponde a la dirección de máxima radiación de un monopolo ideal sobre un plano conductor perfecto.

2.9 Comparativa del diseño final con una antena de VLF real

El diseño que he realizado es de unas dimensiones colosales, pero todas las principales estaciones de VLF del mundo como la de la base naval de Harold E. Hold en Australia, la de Grimeton en Suecia o la propia de Cutler en Estados Unidos son de magnitudes similares. Por lo que el diseño es totalmente realista.

Comparando los parámetros de mi diseño con los parámetros de la antena de Cutler vemos que son muy similares.

PARÁMETROS	CUTLER	DISEÑO FINAL
RESISTENCIA TOTAL (Ω)	0,26	1,98
RESISTENCIA DE RADIACIÓN (Ω)	0,198	1,85
REACTANCIA ($j\Omega$)	-35,4	-3,67
EFICIENCIA DE RADIACIÓN	74,9%	85,4%
FRECUENCIA DE RESONANCIA (f_o)	24 kHz	30 kHz

Tabla 2.11 Comparativa de los parámetros principales entre la antena de Cutler [25] y la antena diseñada con 4NEC2.

Estos resultados hay que valorarlos teniendo en cuenta que en mi diseño solamente han influido los elementos que forman la propia antena. Por lo que el efecto de las torres sobre las cual se monta el radiador principal y de las torres secundarias que sujetan los hilos de la antena paraguas, además de otras estructuras, no se han tenido en cuenta.

2.11 Factor Q

Además de todos los inconvenientes que he podido solventar, hay una desventaja en las antenas de VLF u otras bandas inferiores como ELF que no he podido simular con 4NEC2 y que hay que tener en cuenta. Y es que el factor de calidad de la antena (Q) aumenta considerablemente a medida que disminuye la frecuencia. Esto sucede porque al adaptar la antena con una bobina para compensar la reactancia de entrada, la resistencia de entrada es muy cercana a cero. Es más cercana a cero cuanto más baja es la frecuencia, lo que conlleva que el factor Q sea muy grande a bajas frecuencias. Para ver el efecto de la Q en una antena real, donde multitud de factores no simulables se tienen en cuenta, tomaré los datos de la antena de Cutler de la Tabla 2.11.

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{|X_A|}{R_A} = \frac{35,4}{0,198} = 178,78 \rightarrow \Delta f = \frac{24 \cdot 10^3}{178,78} = 134,24 \text{ Hz} \quad (2.16)$$

Una característica de este tipo de transmisores es su ancho de banda (Δf) muy estrecho. Un factor que en la recepción será necesario, porque así se minimizará el ruido atmosférico.

2.12 Corona

Cuando la antena entra en resonancia, dado que la resistencia de entrada es muy pequeña, se induce una corriente muy grande en el monopolo que crea una gran tensión parásita entre la carga y el suelo. Esto conlleva que el campo cercano del electrodo negativo alcance un valor tal que un electrón acelerado adquiere energía ionizante debido a colisiones. Esto

produce que electrones secundarios colisionen y se inicie el fenómeno llamado Corona de punto negativo.

Este fenómeno fuerza que los electrones salgan fuera del electrodo y ionicen el gas por colisión, produciendo un efecto avalancha. La corriente se acumula rápidamente a medida que los electrones salen del electrodo negativo y avanzan hasta un punto en el que el campo no es lo suficientemente grande como para producir ionización por colisión. Entonces, se unen a moléculas de O_2 , formando iones de O_2 que, al ser mucho menos móviles que los electrones, producen una carga espacial negativa que retarda los electrones. Todo esto, haciendo que el pulso actual disminuya y todo el proceso se repita de nuevo. El tiempo de repetición de estos pulsos es de aproximadamente entre $4\ \mu s$ y $4\ ms$ y su duración es del orden de varias décimas de microsegundo. A partir del análisis de la Corona de punto negativo, queda claro que es un fenómeno que se autoextingue y que no causa de que la tensión de ruptura del aire se supere [1].

Por otro lado, la Corona de punto positivo está formada por electrones que salen del electrodo positivo y que van hacia el electrodo negativo. Si la distancia que separa ambos electrodos es corta, es relativamente fácil que se supere la tensión de ruptura del aire, no dando tiempo a formarse una Corona generando una descarga eléctrica. A medida que las distancias entre electrodos aumentan, el potencial de formación de la Corona es considerablemente más alto que el potencial de ruptura del aire [1].

Así pues, al bajar en frecuencia, este fenómeno tiene mayor importancia. Por esta razón, las implementaciones típicas de estas antenas requieren realizar un buen aislamiento de los componentes como cargas y elementos de la red de adaptación.

3. PROPAGACIÓN EN VLF

Una vez visto cómo se transmite una señal de VLF, pasamos a su propagación. Cuando se trata de contactar con submarinos sumergidos, las distancias que hay entre transmisor y receptor pueden llegar a ser de varios miles de kilómetros de distancia. Por este motivo y la dificultad que representa que las ondas electromagnéticas penetren en el mar, se utilizan frecuencias tan bajas.

Llamamos propagación al comportamiento de las ondas de radio a medida que viajan de un punto a otro. Durante su propagación, las ondas electromagnéticas se ven afectadas por diversos fenómenos físicos como son la difracción, reflexión, refracción, absorción, polarización y dispersión. Los cambios que sufren las ondas de radio al ser afectadas por estos fenómenos pueden ser aprovechadas para sacar el máximo rendimiento a multitud de sistemas de telecomunicaciones.

3.1 Propagación Line Of Sight

La propagación por línea de visión o LOS se refiere a la propagación de ondas electromagnéticas que viajan en línea recta desde la antena transmisora a la antena receptora. La propagación LOS se utiliza para transmisiones de radio de corto y medio alcance, radioenlaces, radio FM, televisión digital terrestre o comunicaciones por satélite, como la televisión por satélite, la red de telefonía Iridium o el sistema de GPS.

La propagación LOS en la superficie terrestre está limitada, como su propio nombre indica, a la distancia al horizonte visual, que depende de la altura de las antenas de transmisión y recepción. Para frecuencias superiores a los 300 MHz, en las bandas de VHF, UHF y SHF, suele ser el único método de propagación posible, ya que a estas frecuencias las ondas de radio no pueden superar ningún obstáculo que genere un bloqueo de más del 40% del radio de Fresnel. Además, a estas frecuencias las ondas raramente se difractan en la ionosfera terrestre, creándose zonas de sombra de la señal tras dichos obstáculos.

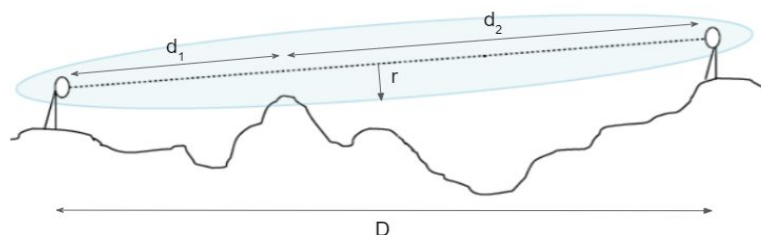


Fig. 3.1 Propagación LOS de una onda EM y radio de Fresnel.

El radio de Fresnel se define como

$$r = \sqrt{\lambda \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (3.1)$$

por lo que el tamaño del radio depende mayoritariamente de la longitud de onda de la señal transmitida, a mayor frecuencia menor es el tamaño del radio.

Es por eso que, para frecuencias superiores a 3 GHz, las moléculas de agua en suspensión como la lluvia o la nieve tienen un tamaño comparable al de la longitud de onda de la señal, lo que puede degradar o incluso generar desvanecimientos puntuales de la señal.

A frecuencias más bajas en las bandas de HF, MF, LF, VLF y ELF, debido a los efectos de la reflexión, refracción y difracción en diferentes superficies y medios, las ondas de radio pueden superar grandes obstáculos como edificios o el propio relieve de la superficie terrestre y propagarse más allá del horizonte.

3.2 Propagación Superficial

Las ondas superficiales u ondas terrestres viajan siguiendo el contorno de la Tierra y tienen polarización vertical. A este modo de propagación se le llama Modo Superficial.

La conductividad de la superficie afecta a la propagación de las ondas superficiales, un aumento de la conductividad de la superficie resulta en una menor disipación. Inicialmente los frentes de onda son verticales, pero el suelo, que actúa como un dieléctrico con pérdidas, hace que las ondas se inclinen a medida que viajan. Esto dirige parte de la energía hacia el suelo donde finalmente se disipará. La mayoría de las comunicaciones de radio de LF (de 30 kHz a 300 kHz) y MF (de 300 kHz a 3 MHz) utilizan ondas superficiales para la propagación de la señal, a frecuencias más bajas las pérdidas de tierra se reducen, lo que aumenta considerablemente la cobertura. Las ondas de superficie se utilizan para la radiodifusión AM, radar sobre el horizonte a media distancia o comunicaciones de salvamento marítimo, que aprovechan la conductividad del agua salada para propagarse hasta distancias de 150 km o más.

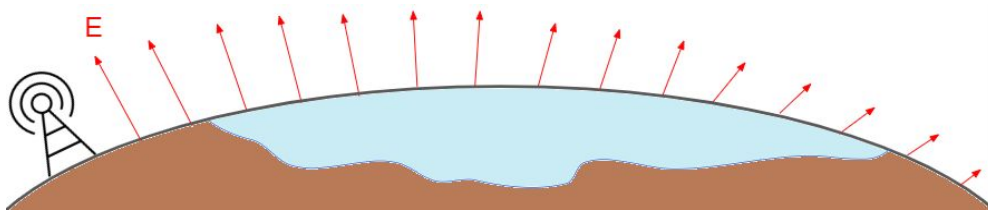


Fig. 3.2 Propagación superficial de una onda EM.

3.3 Onda Aérea

A frecuencias inferiores a 10 MHz las ondas de radio pueden reflejarse y refractarse en las diferentes capas de la ionosfera, como he comentado en el apartado 1.5. Dependiendo del diagrama de radiación de una antena, habrá direcciones en las que la radiación será más intensa que en otras. Tomando como ejemplo la antena que he diseñado en el capítulo 2, la radiación es máxima cuando el ángulo de inclinación respecto al eje de la antena es 85° y nula en el zenit sobre el eje de la antena a 0° . Es decir, la potencia radiada decrece conforme el ángulo de elevación respecto al suelo aumenta. Aprovechando las propiedades físicas de las diferentes capas de la ionosfera, una onda que incide con una cierta

inclinación θ_i comienza a refractarse aumentando el ángulo de incidencia inicial θ_i . A medida que se propaga a través de la Ionosfera, el ángulo crece y puede ocurrir que la onda se refleje hacia la Tierra. Es decir, reflejándose en la Ionosfera con el mismo ángulo θ con el que incidió ($\theta_i = \theta_r$) y regresando a la Tierra, superando el horizonte, permitiendo transmisiones de radio a larga distancia.

A este tipo de propagación se le llama de onda aérea, *Skywave* o por teoría de rayos y hace referencia a cualquiera de los modos que dependen de la reflexión y la refracción de las ondas en la Ionosfera. La propagación por onda aérea es variable, es decir, depende de las condiciones de la Ionosfera, siendo más fiable de noche y en invierno. Debido a su poca fiabilidad, desde la invención de los satélites de telecomunicaciones y de la posterior instalación de fibras ópticas transoceánicas, muchas de las necesidades de comunicación de largo alcance basadas anteriormente en ondas aéreas ahora utilizan satélites o fibra óptica.

Pero este no es el caso de la comunicación con submarinos sumergidos, que utilizan este tipo de propagación cuando trabajan a frecuencias que van desde VLF hasta HF, ya que las ondas de radio a estas frecuencias se reflejan en la capa ionosférica D y en la parte inferior de la capa ionosférica E. Como las longitudes de onda de la banda VLF van desde los 10 km hasta los 100 km, ya son comparables con la altura a la que se encuentra la capa D. Por tanto, la teoría de rayos u onda aérea sólo es aplicable para la propagación a distancias medias de hasta 1500 km, cuando hay pocos rebotes Ionosfera-tierra.

En el rango de VLF, la onda recibida es la suma de una onda superficial atenuada que llega directamente al receptor y las diferentes contribuciones de las ondas aéreas multasalto reflejadas. Las reflexiones de la onda aérea suceden mayoritariamente en la parte superior de la capa D y, tanto la Tierra como la Ionosfera, actúan como conductores. A distancias cortas y medias, solo la onda aérea del primer salto es importante. El rebote en la Ionosfera genera un desfase de la onda de 180° . La suma de la onda superficial y la onda del primer salto muestra un patrón de interferencia con mínimos de interferencia si la diferencia entre los caminos de la onda superficial y la primera onda aérea es de media longitud de onda. Es decir, un desfase de 180° ($e^{j\beta l} = e^{j(2\pi/\lambda) \cdot (\lambda/2)} = e^{j180^\circ}$) [1].

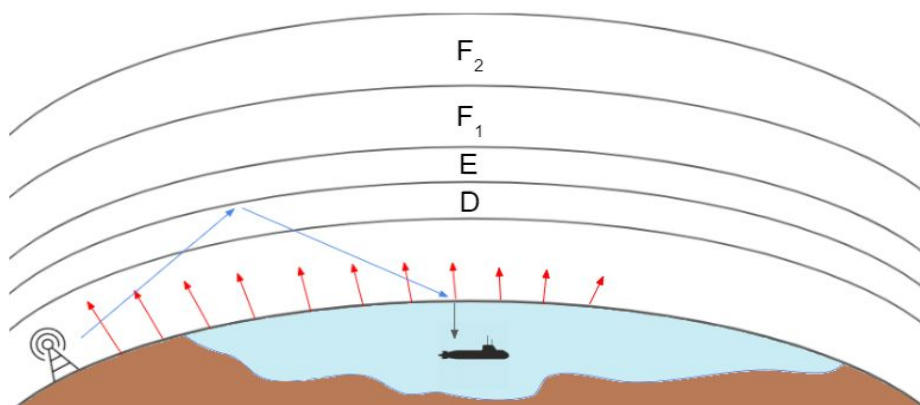


Fig. 3.3 Propagación por onda aérea (azul) y onda superficial (rojo).

3.4 Modos Transversales

A grandes distancias, cuando hay más de dos o tres saltos, la propagación por onda aérea en VLF no es factible porque la onda recibida es la contribución de multitud de ondas aéreas y la suma total diverge. Teniendo en cuenta las propiedades de la ionosfera y que la Tierra es esférica, podemos imaginar la cavidad electromagnética global que se forma entre la superficie terrestre y la ionosfera como un guía de onda gigantesca llamada guía de ondas Tierra-ionosfera. Por lo tanto, las ondas electromagnéticas pueden quedar atrapadas entre estas dos superficies que, a diferencia de una guía de ondas convencional que presenta cuatro paredes conductoras, esta guía de ondas geofísica solo tiene dos. Otro efecto de la curvatura de la Tierra es que en puntos opuestos del globo, en las antípodas de la antena transmisora, la intensidad del campo aumenta ligeramente. Debido a la influencia del campo magnético de la Tierra, el medio se vuelve anisotrópico. Es decir, las propiedades de las ondas varían según la dirección. Esto hace que una onda incidente polarizada verticalmente, después de la reflexión en la capa D, se convierta en una onda polarizada vertical y horizontalmente. Además, las ondas que se propagan de este a oeste están más atenuadas que las que se propagan de oeste a este [1].

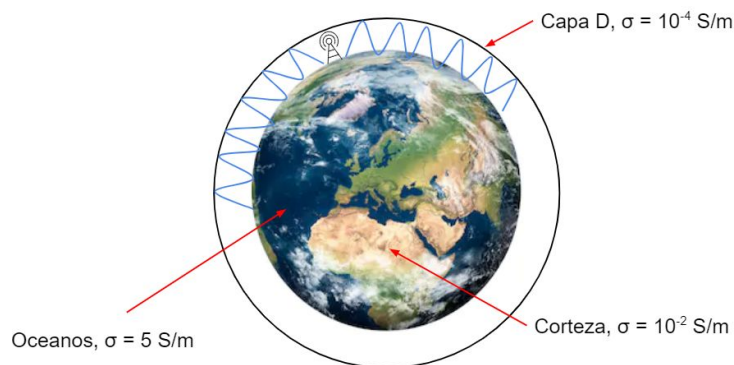


Fig. 3.4 Valores de conductividad en diferentes medios de la Tierra.

3.4.1 Modos Transversales en una Tierra plana

La teoría de modos hace referencia a los modos de propagación de las ondas electromagnéticas en la guía de ondas Tierra-ionosfera. Para realizar un análisis inicial voy a asumir que la Tierra es plana.

- Modo de Orden Cero o Modo TEM: El campo eléctrico y magnético de la onda electromagnética son transversales a la dirección de propagación entre la superficie de la tierra y la capa D. Este tipo de modo es típico para frecuencias por debajo de 1 kHz en la banda de ELF, cuando ambas superficies actúan como buenos conductores.

Si las superficies no son perfectamente conductoras, se introducen pérdidas en la onda electromagnética. Normalmente la ionosfera tiene una conductividad más baja que la corteza terrestre por lo que contribuye en mayor medida a las pérdidas.

Para una superficie conductora las pérdidas se expresan como [1]

$$\alpha \left(\text{Np/m} \right) \approx \frac{R_s}{2\eta_0 h} = \frac{\sqrt{\frac{2\pi f \cdot \mu}{2\sigma}}}{2\eta_0 h} \quad (3.1)$$

siendo R_s la resistencia de la superficie y h la altura en metros de la guía de ondas. La expresión de la atenuación en dB/1000 km, que es la que comúnmente se utiliza, es

$$\alpha \left(\text{dB/1000 km} \right) \approx \frac{2,3 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt{\frac{f}{\sigma}}}{h \text{ (km)}} \quad (3.2)$$

- Modo TE: No existe ninguna componente del campo eléctrico en la dirección de propagación.
- Modo TM: No existe ninguna componente del campo magnético en la dirección de propagación.

El modo TM de primer orden es el principal contribuyente a los campos propagados en VLF. Para modos de orden 1 o superior, los campos producidos por la energía electromagnética guiada o múltiplemente reflejada pueden, cuando las pérdidas en el límite no son excesivas, suponerse como si fueran producidas por un conjunto de ondas planas ascendentes y descendentes.

La suma resultante de estas dos ondas debe ser la misma que los campos entre los límites de la guía de ondas Tierra-Ionosfera. Si las paredes de la guía de ondas tienen pérdidas, que en este caso si tienen, se debe considerar que las dos ondas planas tienen una atenuación finita.

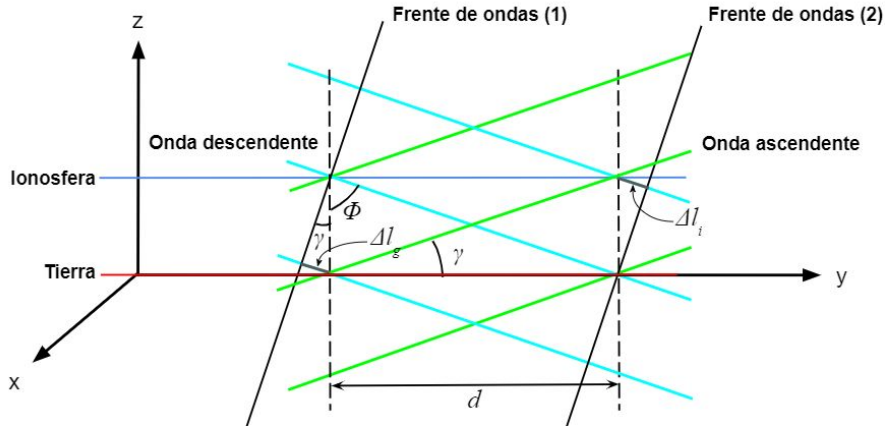


Fig. 3.5 Geometría de rayos y ondas planas, utilizada para modelar la teoría de modos en una tierra plana.

En la Fig. 3.5, se puede considerar el campo de la onda descendente como si fuera producida por rayos propagados en el espacio libre. La onda plana y rayo reflejado deben dar resultados similares y, para que el frente de ondas que empieza en (1) se mantenga en (2), es necesario que el segmento de rayo descendente secundario se sume en fase al rayo principal, que se refleja en la tierra y la Ionosfera. Esto requiere que la longitud eléctrica comprendida entre (1) y (2) del rayo reflejado dos veces, incluidos los cambios de fase en los bordes, sea $2\pi n$ radianes más largo que el rayo descendente principal. Resultando en

$$\beta(\Delta l_g + \Delta l_i) - \phi_g - \phi_i = 2\pi n \quad (3.3)$$

donde $\Delta l_g = \Delta l_i = h \sin \gamma$, y Φ_g y Φ_i son los ángulos de fase de los coeficientes de reflexión de la Tierra y la Ionosfera en radianes.

Ahora podemos expresar el seno de γ como

$$\sin \gamma = (2\pi n + \phi_g + \phi_i) \frac{\lambda}{4\pi h} = (2\pi n + \phi_g + \phi_i) \frac{c}{4\pi f h} \quad (3.4)$$

Por otro lado, considerando que en una Ionosfera con pérdidas en VLF para ángulos de incidencia bajos $\gamma < 6^\circ$, la fase del coeficiente de reflexión ionosférico es $\Phi_i \approx -180^\circ$. Su ángulo de incidencia se puede determinar con la expresión [1]

$$\sin \gamma \approx \left(n - \frac{1}{2} \right) \frac{\lambda}{2h} \quad (3.5)$$

Sabiendo que la altura media de la capa ionosférica D es de 80 km y asumiendo que las ondas se propagan según el modo TM de primer orden, para la frecuencia elegida en el transmisor de VLF del capítulo anterior, el ángulo de incidencia en la ionosfera es

$$\sin \gamma \approx \left(1 - \frac{1}{2}\right) \frac{10}{2 \cdot 80} = 0,03125 \rightarrow \gamma \approx 1,8^\circ \quad (3.6)$$

Cualquier disminución en la fase de los coeficientes de reflexión ionosférico Φ_i o de la Tierra Φ_g , disminuye la velocidad de fase. La velocidad de fase aumenta a medida que la frecuencia disminuye. Hasta que se alcanza un punto por debajo del cual la velocidad de propagación de la fase se vuelve imaginaria. Este punto es la frecuencia de corte (f_c). Para ese modo en la guía de ondas, el valor de la frecuencia puede aproximarse observando que α tiende a 90° y, por tanto, $\Phi_g = 0$. Según la incidencia vertical, Φ_i también tiende a 0, así que la frecuencia de corte de un modo se puede expresar como [1]

$$f_c = \left(2\pi n + \phi_g + \phi_i\right) \frac{c}{4\pi h} \approx \frac{nc}{2h} \quad (3.7)$$

Sabiendo la frecuencia de corte deseada y utilizando la expresión superior, podemos hallar cuál sería el modo TM (n) con el que se propagaría una señal transmitida a 30 kHz por el transmisor de VLF simulado en el capítulo 3.

$$30 \cdot 10^3 = \frac{n \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot 80 \cdot 10^3} \rightarrow n = \frac{30 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 80 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 16 \rightarrow TM_{16} \quad (3.8)$$

3.4.2 Modos Transversales en una Tierra esférica

La propagación sobre una Tierra esférica real produce cuatro cambios principales en la propagación que se han explicado en el apartado anterior.

El primer cambio es que las relaciones de resonancia de modo cambian, ya que la geometría de una Tierra plana produce ángulos en los rayos que no se pueden extrapolar para el modelo de la Tierra esférica. El efecto de la curvatura terrestre se vuelve más notable conforme aumenta la frecuencia, ya que los ángulos de los rayos tienden a 0° . Que se modifiquen los ángulos de los rayos provoca un cambio tanto de la velocidad de fase como de la atenuación [1].

La segunda modificación importante es en el área efectiva sobre la cual se distribuye la energía en función de la distancia. Cuando consideramos las capas esféricas concéntricas formadas por la Tierra y la ionosfera, el área sobre la cual la energía propagada se reparte no continúa aumentando con la distancia. Esta alcanza un máximo a una distancia de un cuarto de vuelta alrededor de la superficie terrestre. La distancia real a lo largo de la superficie de la tierra es $d = a\theta_e$, donde a es el radio de la tierra y θ_e es el ángulo subtendido entre las líneas radiales al transmisor y al receptor. El área de contacto efectiva para una altura ionosférica h y una distancia d desde el transmisor es $A_c = 2\pi h a \sin(d/a)$ [1].

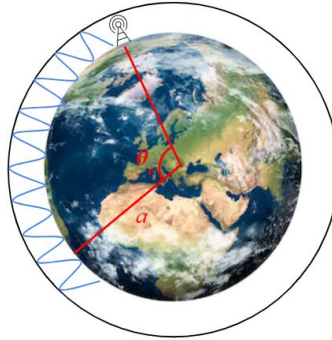


Fig. 3.6 Radio de la Tierra (a) y ángulo subtendido (θ_e).

La tercera variación es que las ondas ascendentes y descendentes asociadas con los rayos reflejados ya no pueden ser ondas planas y satisfacer las condiciones de contorno de las capas esféricas de la Tierra e Ionosfera. Los frentes de onda reales que deben emplearse son esféricos, siendo la onda descendente convergente y la ascendente divergente. Los efectos principales de los frentes de onda esféricos y las superficies esféricas son cambiar las relaciones geométricas para la resonancia de modo, así como la variación de los coeficientes de reflexión y difracción [1].

El cuarto y último efecto principal de la geometría esférica es que cambia la excitación de modo. Esto significa que para los ángulos de salida más grandes, que corresponden a frecuencias bajas, la excitación del modo no requerirá una modificación apreciable [1].

3.4.3 Modo de Tierra Separada

Para frecuencias altas de la banda de VLF por encima de los 20 kHz, como es el caso que he estudiado previamente, el ángulo de reflexión en el suelo de las ondas propagadas tiende a cero. Cuando se supera la frecuencia en la que este ángulo se convierte en cero, la onda se eleva respecto al suelo. A este efecto se le llama Modo de Tierra Separada. Además, al aumentar la frecuencia, la propagación de la onda tiende a confinarse en la ionosfera, lo que hace que la señal a captar por una antena receptora en la superficie o bajo el agua sea débil [1].

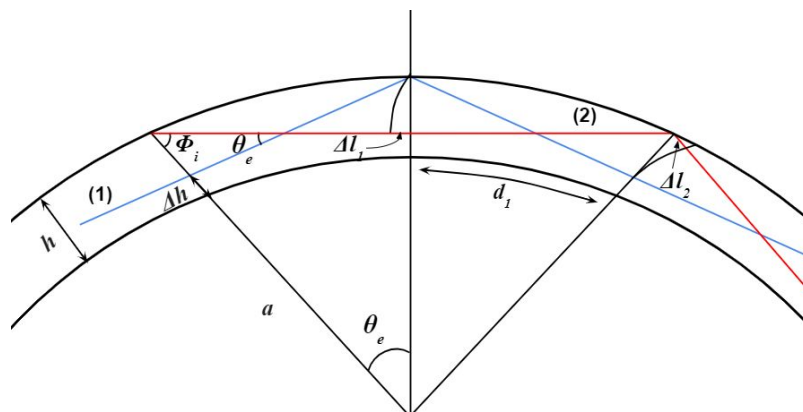


Fig. 3.7 Geometría bidimensional de rayos y ondas esféricas entre una tierra esférica e Ionosfera, utilizada para modelar la teoría de la tierra separada.

A medida que las distancias entre rebotes aumentan, el ángulo θ_e también aumenta. Un aumento de frecuencia hace que este ángulo θ_e también aumente. Habrá un punto en el que la distancia entre rebotes será tan grande que el ángulo θ_e hará que el modo se separe de la Tierra. Más allá de este punto, el ángulo θ_e vuelve a disminuir [1]. La resonancia de modo para el modo de Tierra separada que se muestra en la Fig. 3.7, requiere que la onda normal (2), que es una onda reflejada en la ionosfera donde el coeficiente de reflexión Φ_i desfasa la onda -180° , tenga una longitud eléctrica que sea $n\lambda$ mayor que la onda normal que no contacta con la Tierra (1). Los frentes de fase esférica de las ondas ascendentes y descendentes también son mostrados en la Fig. 3.7. Estos frentes de fase esférica producen una onda divergente incidente en la ionosfera y una onda convergente reflejada. Como las trayectorias diagonales (1) y (2) son iguales, la condición para la resonancia del modo separado de tierra es [1]

$$\beta(\Delta l_1 + \Delta l_2) - \phi_i = 2\pi n \quad (3.9)$$

La diferencia de longitud del camino es $\Delta l_1 + \Delta l_2 \approx (h - \Delta h) \cdot \sin \theta_e$, y como $\theta_e \ll 1$

$$\frac{\Delta l_1 + \Delta l_2}{h + \Delta h} \approx \theta_e \approx \frac{d_1}{a} \quad (3.10)$$

La altura Δh a la que la onda pasa de la superficie es [1]

$$\Delta h \approx h - (a + h) \frac{d_1^2}{2a^2} \text{ (km)} \quad (3.11)$$

La mitad de la entre dos rebotes en la ionosfera es [1]

$$d_1 \approx \frac{2,3 \cdot 10^7}{\sqrt[3]{f}} \quad (3.12)$$

La atenuación de la onda en el modo de tierra separada es [1]

$$\alpha \left(\text{dB}/1000 \text{ km} \right) \approx 20 \log |\rho_i| \cdot 2,15 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt[3]{f} = 1,4 \cdot 2,15 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt[3]{f} \quad (3.13)$$

Aplicando estas expresiones para el caso del transmisor diseñado con 4NEC2, para una frecuencia de 30 kHz, una altura media de la capa D de la ionosfera de 80 km, un coeficiente de reflexión ionosférico y siendo el radio de la tierra de 6371 km, podemos tener una visión global de como son los parámetros de una señal transmitida en VLF.

$$d_1 \approx \frac{2,3 \cdot 10^7}{\sqrt[3]{f}} = \frac{2,3 \cdot 10^7}{\sqrt[3]{30 \cdot 10^3}} \approx 740,2 \text{ km} \quad (3.14)$$

$$\Delta h \approx h - (a + h) \frac{d_1^2}{2a^2} = 80 - (6,371 \cdot 10^3 + 80) \frac{740,2^2}{2(6,371 \cdot 10^3)^2} \approx 36,46 \text{ km} \quad (3.15)$$

$$\alpha \approx 20 \log |\rho_i| \cdot 2,15 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt[3]{f} = 1,4 \cdot 2,15 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt[3]{30 \cdot 10^3} \approx \frac{0,935 \text{ dB}}{1000 \text{ km}} \quad (3.16)$$

De estos resultados destaca la atenuación muy pequeña que sufre la señal cuando se propaga según la teoría de modos en VLF. Este es uno de los motivos por lo que se utiliza esta tecnología a la hora de contactar con submarinos sumergidos, puesto que permite establecer comunicaciones virtualmente globales con toda la flota submarina de un ejército.

3.5 Simulaciones con VOACAP

Utilizando el software VOACAP, he podido implementar el diseño de antena transmisora de VLF que he diseñado en el capítulo anterior con 4NEC2 y ver como sería la propagación de la señal.

Los parámetros de las simulaciones han sido: (3.17)

- Localización: Islas Azores, Portugal.
- Fecha y hora: Diciembre a las 3:00 horas.
- Antena transmisora: Antena paraguas con contra-antena de radiales cada 7,5° y red de adaptación en L.
- Potencia transmitida: 2 MW.
- Antena receptora: Dipolo vertical eléctricamente corto $(0,03\lambda)$.

3.5.1 Potencia recibida

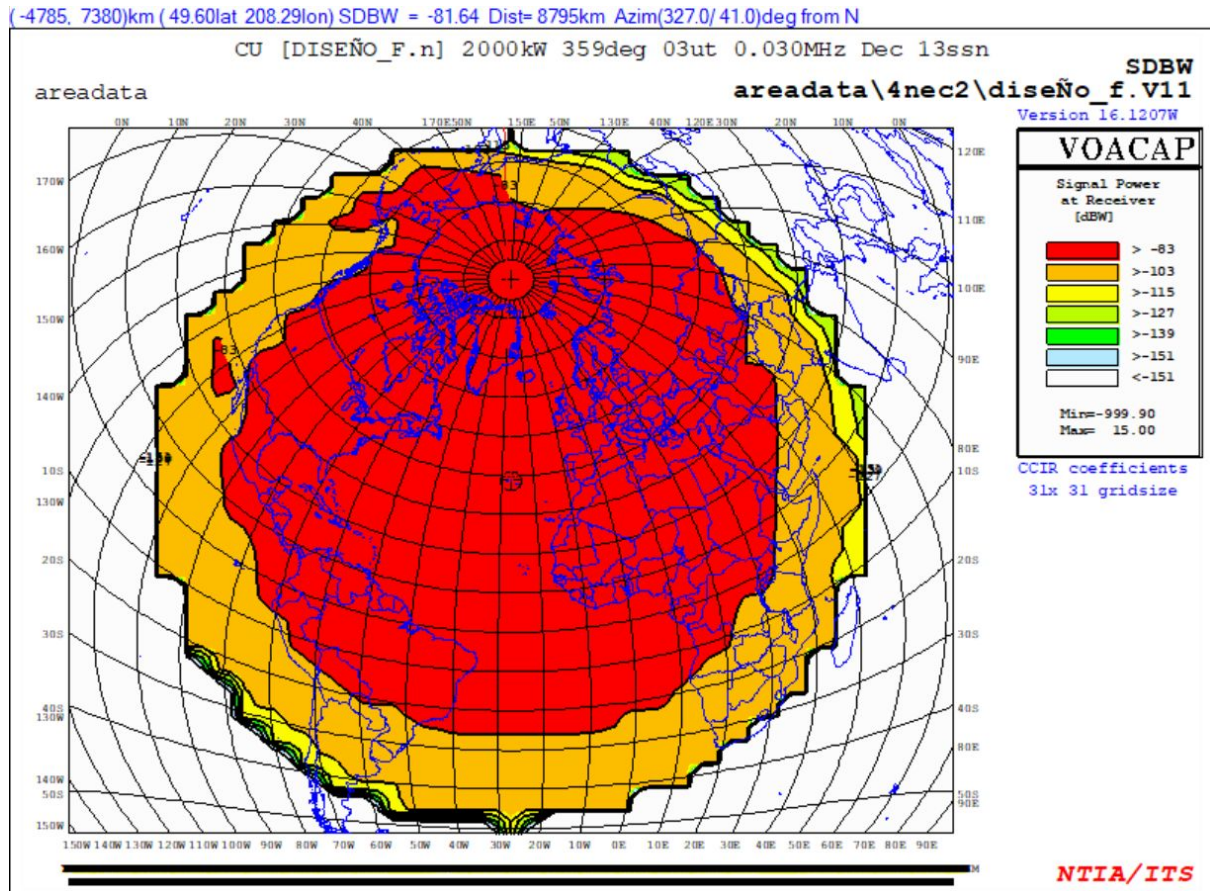


Fig. 3.8 Simulación del nivel de potencia en recepción de la señal de VLF transmitida por el diseño creado en el capítulo 2.

La simulación de potencia en el receptor es una manera muy visual de comprender parte de lo que previamente he explicado en este capítulo con cálculos teóricos. Lo más destacable son las grandes distancias que se pueden abarcar con un sistema de transmisión de VLF como el que diseñado con 4NEC2 o como el construido en Cutler. Se trata de una propagación casi global, con alcances de hasta 10000 km, con potencias de más de -83 dBm a casi 9000 km. Basada principalmente en las grandes potencias de transmisión, las diferentes reflexiones en la Ionosfera y las bajas pérdidas que se producen en cada una de estas reflexiones.

3.5.2 Ángulo de incidencia en el receptor

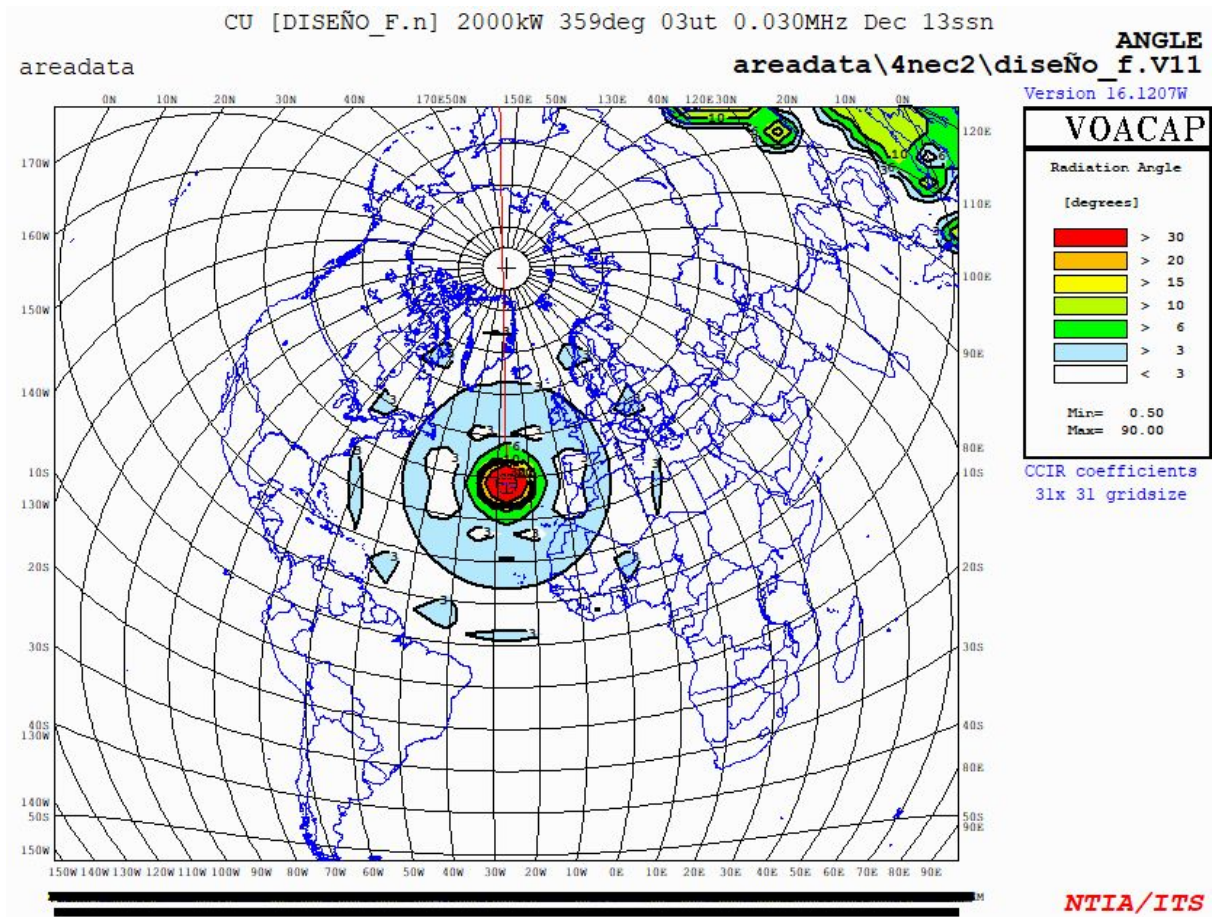


Fig. 3.9 Simulación del ángulo de incidencia respecto la normal de la señal en el receptor en función de su localización.

La segunda simulación es muy útil para entender los diferentes tipos de propagación que coexisten en VLF, ya que al analizar los ángulos con los que incide la onda en el receptor podemos entender que tipo de propagación predomina según la distancia al transmisor.

- Corta distancia ($d < 200$ km)

A corta distancia la propagación superficial es la más relevante. La onda incide de forma casi perpendicular respecto la normal, con ángulos mayores a 30° .

- Media distancia ($200 \text{ km} < d < 1500$ km)

A media distancia la propagación predominante es la onda aérea. Fijándonos en el ángulo de incidencia para este rango de distancias, podemos ver que fluctúa entre $\theta_i > 30^\circ$ y $\theta_i > 6^\circ$ aproximadamente debido a que la onda llega tras uno o dos rebotes ionosféricos.

- Larga distancia ($d > 1500$ km)

Para distancias superiores, la propagación se basa en la teoría de modos descrita previamente. Aquí, la onda llega al receptor tras multitud de reflexiones ionosféricas, lo que va reduciendo el ángulo con el que incide en la superficie. Por eso, en la simulación podemos ver que para distancias superiores a 1500 km el ángulo de incidencia es muy cercano a 0°.

3.5.3 Intensidad del campo eléctrico

(-193, 1908)km (55.78lat 329.74lon) DBU = 56.21 Dist= 1917km Azim(354.2/172.0)deg from N

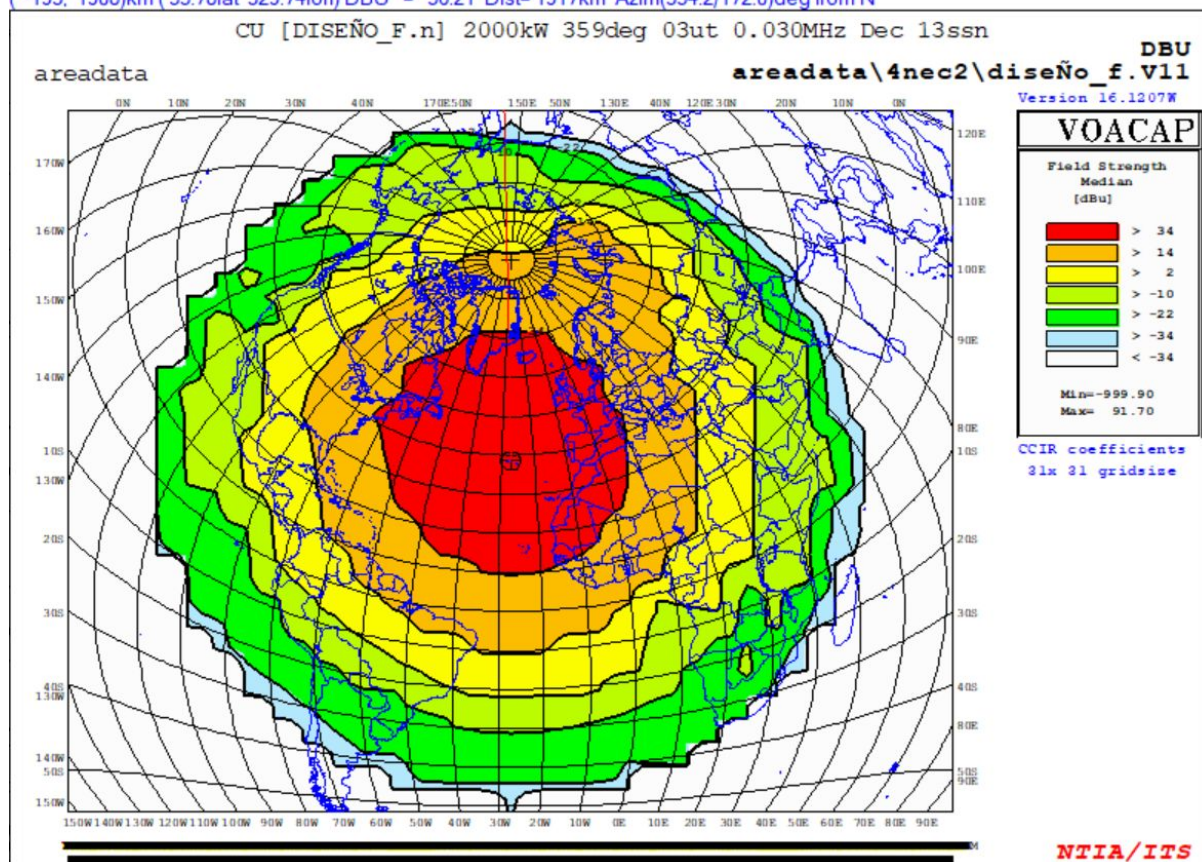


Fig. 3.10 Simulación de la intensidad del campo eléctrico en la antena receptora en función de su localización.

La última simulación es fundamental para enlazar con el siguiente apartado del capítulo, ya que estos datos son muy útiles para hacer cálculos realistas de lo que le sucede a una onda electromagnética al incidir en la superficie del mar.

3.6 Transmisión de la onda en la superficie del mar

Una vez visto los diferentes modos de propagación de una onda transmitida en VLF, llegamos al penúltimo obstáculo. Previamente hemos visto como cuando una onda electromagnética cambia de medio, puede suceder que la onda se refracte, se refleje o se difracte.

Según los cálculos y simulaciones previas, el ángulo con el que incide la onda electromagnética en la superficie es cercano a 0° respecto la normal. Como veremos a continuación, este ángulo de incidencia no influye a la hora de la refracción de la onda en el agua del mar.

Si un conductor no es perfecto, como el mar, su coeficiente de reflexión tendrá una magnitud muy cercana a 1, pero no será exactamente 1. Esto hará que haya una pequeña componente del campo eléctrico paralela a la superficie que sí penetra y que será la que se transmita bajo el agua. La polarización del campo eléctrico incidente la considero paralela al plano incidencia, ya que el monopolo tiene una orientación vertical.

El coeficiente de reflexión de una onda con el campo eléctrico paralelo al plano de incidencia (ρ_{\parallel}) depende de la relación

$$\frac{\eta_1}{\eta_2} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}}{\sqrt{\frac{j\omega\mu_2}{\sigma_2 + j\omega\epsilon_2}}} \approx \frac{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}}{\sqrt{\frac{j\omega\mu_2}{\sigma_2}}} = \frac{376,82}{0,487 e^{j45^\circ}} = 773,75 e^{-j45^\circ} \gg 1 \geq \cos \theta_i \quad (3.18)$$

donde η_i es la impedancia característica del aire, η_2 es la impedancia característica del agua de mar y de los ángulos de incidencia (θ_i) y transmisión de la onda (θ_t).

$$\rho_{\parallel} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \approx \frac{\eta_2 - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 + \eta_1 \cos \theta_i} = \frac{\eta_1/\eta_2 - \cos \theta_i}{\eta_1/\eta_2 + \cos \theta_i} \quad (3.19)$$

Adopto la polarización paralela al plano de incidencia porque se corresponde con la polarización radiada por un monopolo vertical. Para encontrar el coeficiente de reflexión de la componente paralela debo antes encontrar los ángulos de incidencia y transmisión de la onda. Como he demostrado en la expresión (1.5), el agua es un buen conductor. El aire, en cambio, es un buen dieléctrico porque su conductividad es prácticamente 0.

$$\left(\frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_r \epsilon_o} \right) \ll 1 \quad (3.20)$$

Al ser un dieléctrico, su constante de fase (β) es

$$\beta_1 = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \sqrt{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} = 6,28 \cdot 10^{-4} \text{ rad/m} \quad (3.21)$$

En un buen conductor eléctrico como el mar, la constante de atenuación (α) es aproximadamente igual a la constante de fase (β).

$$\alpha_2 \approx \beta_2 = \sqrt{\pi f \mu \sigma} = 0,77 \text{ rad/m} \quad (3.22)$$

Teniendo esto en cuenta puedo obtener, a partir de la Ley de Snell de refracción, la siguiente expresión

$$\sin \theta_t \approx \frac{j\beta_1}{(1+j)\beta_2} \sin \theta_i \quad (3.23)$$

Como previamente he calculado en la expresión (3.10), la propagación a 30 KHz se produce debido al modo TM_{16} . En este modo las ondas generadas por la antena en campo lejano, tienen el campo eléctrico paralelo al plano de incidencia (Π).

Si analizamos esta expresión, a priori podemos suponer que el ángulo respecto la normal con el que la onda se transmite bajo la superficie del mar depende directamente del ángulo con el que esta incide en el agua. Pero si particularizamos esta expresión para diferentes ángulos de incidencia el resultado no es lo que el sentido común nos indicaría.

- Ángulo de incidencia = $0,5^\circ$

$$\sin \theta_t \approx \frac{j 6,28 \cdot 10^{-4}}{(1+j) 0,77} \sin (0,5) = 3,56 \cdot 10^{-6} e^{j45^\circ} \rightarrow \theta_t = 2,04 \cdot 10^{-4} e^{j45^\circ} \approx 0^\circ \quad (3.24)$$

- Ángulo de incidencia = 3°

$$\sin \theta_t \approx \frac{j 6,28 \cdot 10^{-4}}{(1+j) 0,77} \sin (3) = 2,13 \cdot 10^{-5} e^{j45^\circ} \rightarrow \theta_t = 0,001 e^{j45^\circ} \approx 0^\circ \quad (3.25)$$

- Ángulo de incidencia = 20°

$$\sin \theta_t \approx \frac{j 6,28 \cdot 10^{-4}}{(1+j) 0,77} \sin (20) = 1,39 \cdot 10^{-4} e^{j45^\circ} \rightarrow \theta_t = 0,008 e^{j45^\circ} \approx 0^\circ \quad (3.26)$$

- Ángulo de incidencia = 45°

$$\sin \theta_t \approx \frac{j 6,28 \cdot 10^{-4}}{(1+j) 0,77} \sin (45) = 2,88 \cdot 10^{-4} e^{j45^\circ} \rightarrow \theta_t = 0,017 e^{j45^\circ} \approx 0^\circ \quad (3.27)$$

- Ángulo de incidencia = 90°

$$\sin \theta_t \approx \frac{j 6,28 \cdot 10^{-4}}{(1+j) 0,77} \sin(90) = 4,08 \cdot 10^{-4} e^{j45^\circ} \rightarrow \theta_t = 0,023 e^{j45^\circ} \approx 0^\circ \quad (3.28)$$

Al tratarse de un medio con pérdidas el ángulo de transmisión es complejo. Para hallar el ángulo real de propagación (Ψ_2) dentro del mar hay que seguir el siguiente procedimiento:

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_t} = \sqrt{1 - \left(\frac{j\beta_1}{\alpha_2 + j\beta_2} \right)^2 \sin^2 \theta_i} \approx 1 \quad \forall \theta_i \quad (3.29)$$

$$\cos \theta_t \approx 1 = s e^{j\zeta} \begin{cases} s=1 \\ \zeta=0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} p = s(\alpha_2 \cos \zeta - \beta_2 \sin \zeta) \approx \alpha_2 \\ q = s(\alpha_2 \sin \zeta + \beta_2 \cos \zeta) \approx \beta_2 \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\Psi_2 = \tan^{-1} \left(\frac{\beta_1 \sin \theta_i}{q} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\beta_1}{\beta_2} \sin \theta_i \right) \leq 0,046^\circ \quad \forall \theta_i \quad (3.31)$$

Una vez sé que Ψ_2 es prácticamente 0° y que el ángulo de incidencia es también cercano a 0° , el coeficiente de reflexión de la componente del campo eléctrico incidente

$$\rho_{\parallel} = \frac{773,75 e^{-j45^\circ} - \cos 0}{773,75 e^{-j45^\circ} + \cos 0} = 0,9974 \approx 1 \quad (3.32)$$

Analizando la expresión superior, puedo concluir que la magnitud del coeficiente de reflexión del mar no es exactamente 1. Lo que conlleva que la suma del campo eléctrico incidente y reflejado será casi perpendicular a la interfaz de transición entre el aire y el agua, pero hay una pequeña componente de campo eléctrico paralela a la superficie. Es esta componente paralela la que penetra en el mar. La onda refractada se propaga en dirección \hat{n}_{Ψ_2} , pero se atenúa en dirección perpendicular a la superficie del mar. Debido a la atenuación de la onda al propagarse por el agua la dirección \hat{n}_{Ψ_2} será casi perpendicular a la superficie del mar.

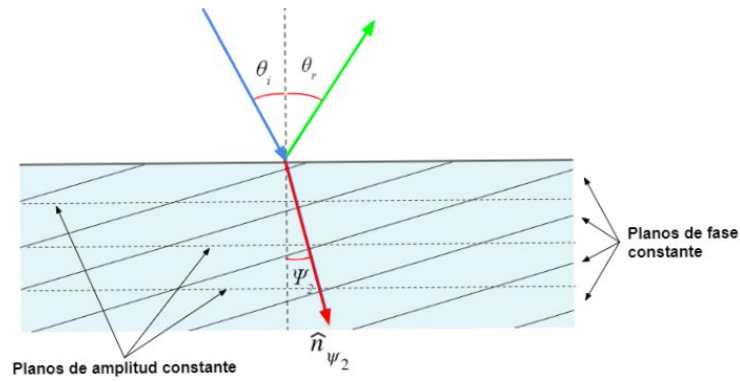


Fig. 3.11 Ley de Snell aplicada a una onda EM incidiendo en un conductor con pérdidas.

A partir de los resultados obtenidos en las simulación de VOACAP del apartado 3.5.3, puedo hacer un cálculo realista de la intensidad de campo que penetra al mar. 56 dB μ V/m es el valor de la intensidad del campo eléctrico paralelo a la superficie ($|E_{\parallel \text{TOTAL}}|$) a una distancia radial de 2000 km desde el transmisor. Es decir, en casi toda la zona del Atlántico Norte.

Para saber cual es la intensidad de campo que se transmite al mar, partiré de una onda normalizada que incide sobre la superficie a 45°.

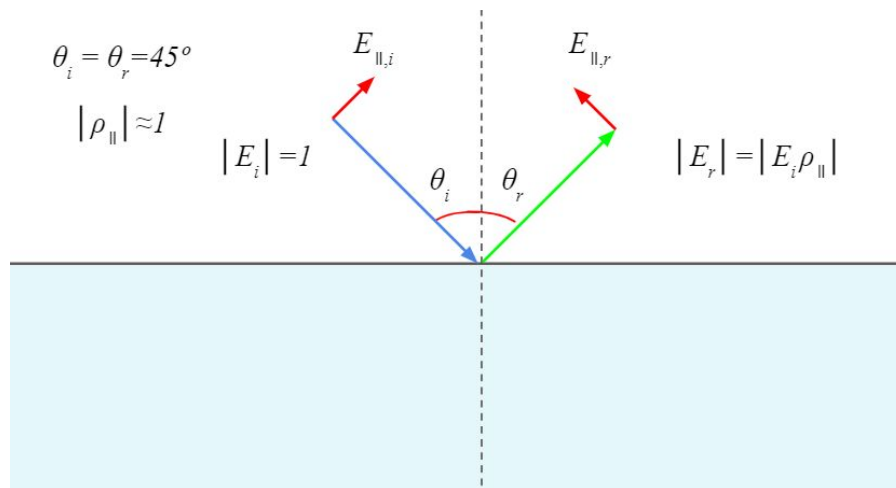


Fig. 3.12 Módulo del campo reflejado $|E_r|$ en función del módulo del campo incidente $|E_i|$ y $|\rho_{\parallel}|$.

Como $|\rho_{\parallel}|$ no es exactamente 1, $|E_i| \neq |E_r|$, ambos módulos serán muy similares, pero no iguales.

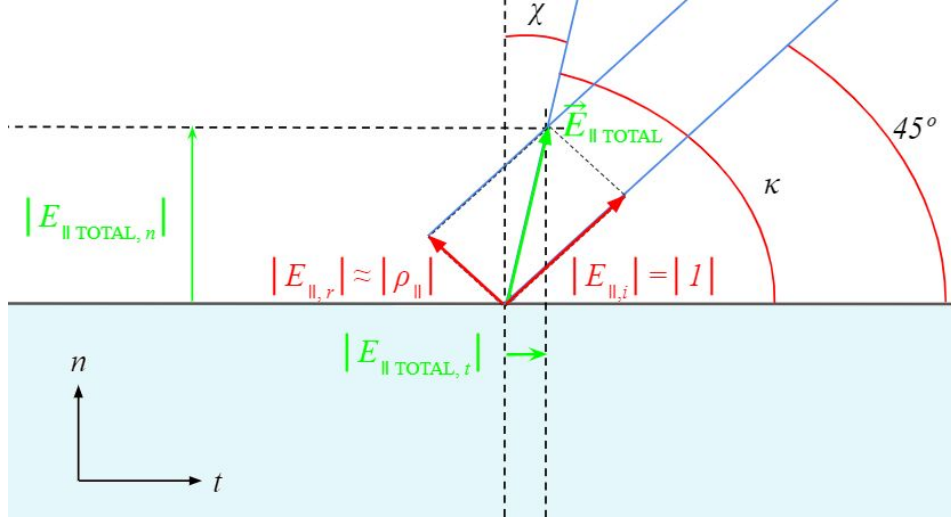


Fig. 3.13 Representación geométrica del efecto de $|\rho_{||}| \approx 1$. $|E_{||,i}|$ y $|E_{||,r}|$ son muy semejantes, en esta representación he exagerado la diferencia para poder visualizar más claramente los ángulos y facilitar los cálculos posteriores.

Como ya he representado en la Fig. 3.14, $|E_{||,i}| \neq |E_{||,r}|$ hace que la suma de los vectores de la componente incidente y la componente reflejada del campo eléctrico tenga un cierto ángulo χ respecto a la normal. Esto genera una componente tangencial del campo paralelo total ($|E_{||\text{TOTAL},t}|$) muy inferior a la componente normal ($|E_{||\text{TOTAL},n}|$).

De la geometría puedo extraer que

$$|E_{||\text{TOTAL},t}| = |E_{||\text{TOTAL}}| \cos(\kappa) = |E_{||\text{TOTAL}}| \sin(\chi) \quad (3.33)$$

$$|E_{||\text{TOTAL},n}| = |E_{||\text{TOTAL}}| \sin(\kappa) = |E_{||\text{TOTAL}}| \cos(\chi) \quad (3.34)$$

El resultado de la simulación con VOACAP muestra el valor de la componente vertical del campo eléctrico. Por tanto, hay que transformar la componente vertical en la componente horizontal utilizando la siguiente expresión trigonométrica.

$$|E_{||\text{TOTAL},t}| = |E_{||\text{TOTAL}}| \sin(\chi) = |E_{||\text{TOTAL},n}| \tan(\chi) \quad (3.35)$$

Para $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$, $|E_{||,i}| = 1$ y $|E_{||,r}| \approx |\rho_{||}|$, las polarizaciones de los campos incidente y reflejado son perpendiculares.

$$|E_{||\text{TOTAL}}| = \sqrt{1 + |\rho_{||}|^2} = \sqrt{1 + |0,9974|^2} = 1,412 \quad (3.36)$$

Solo queda calcular el valor del ángulo χ , que se puede deducir por trigonometría.

$$\cos(\kappa - 45^\circ) = \cos(90^\circ - \chi - 45^\circ) = \cos(45^\circ - \chi) = \frac{|E_{\parallel,i}|}{|E_{\parallel,TOTAL}|} = \frac{1}{\sqrt{1 + |\rho_{\parallel}|^2}} \quad (3.37)$$

$$\cos(45^\circ - \chi) = \frac{1}{\sqrt{1 + |0,9974|^2}} = 0,708 \rightarrow 45^\circ - \chi = \cos^{-1}(0,708) \rightarrow \chi = 0,072^\circ$$

Finalmente, sabiendo que $|E_{\parallel,TOTAL}| = 56 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ y $\chi = 0,072^\circ$ puedo calcular la expresión (3.37).

$$|E_{\parallel,TOTAL,t}| = |10^{56/20}| \sin(0,072) = 0,79 \mu\text{V/m} \rightarrow -2,02 \text{ dB}\mu\text{V/m}$$

Este resultado es muy revelador, ya que demuestra matemáticamente que a pesar de que el mar sea un conductor hay transmisión de las ondas electromagnéticas. Esta transmisión se debe a la muy pequeña componente tangencial del campo eléctrico paralelo a la superficie del mar.

4. RECEPCIÓN SUBMARINA DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

4.1 Ruido atmosférico

Normalmente, el límite de cobertura de una señal de VLF se alcanza cuando la intensidad de la señal es solo 10 dB mayor que la intensidad del ruido. En VLF la principal fuente de ruido no es causada por otros sistemas que utilizan la misma portadora o por sus armónicos, como suele pasar en otras bandas. En este caso, la naturaleza del ruido es bien distinta.

Cuando en una tormenta se produce una descarga eléctrica se generan ondas electromagnéticas de muy baja frecuencia, que van desde 1 Hz hasta 30 kHz. Estas ondas se propagan siguiendo las líneas del campo magnético de la Tierra, rebotando de un polo a otro. Durante estos rebotes se produce una dispersión de varios kHz. Esto es debido a que la velocidad de propagación de las ondas cuando viajan a través de la ionosfera y la magnetosfera es más lenta cuanto más baja es la frecuencia. Por este motivo, estas ondas se perciben como un tono descendente que puede durar unos segundos. De ahí su nombre, radio silbido. A pesar de ser ondas electromagnéticas, su rango de frecuencias coinciden con el espectro audible, entre 20 Hz y 20 kHz, por lo que pueden producir fenómenos acústicos en sistemas analógicos de transmisión y de reproducción de audio mal aislados.

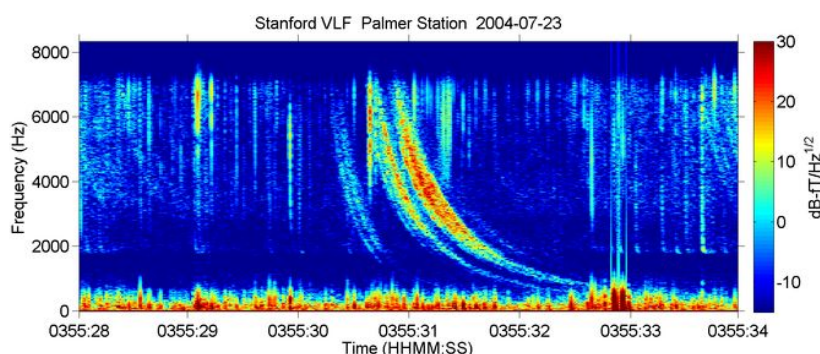


Fig. 4.1 Radio silbidos captados en la estación Palmer, Antártida [27].

Debido a los altos niveles de ruido atmosférico generados por los radio silbidos, el ruido térmico introducido por el circuito del receptor es casi despreciable. Por lo tanto, se podrá amplificar la señal sin introducir una cantidad de ruido significativo.

4.2 Intensidad de campo recibida por el submarino

Una vez las ondas consiguen penetrar en el agua y van descendiendo dirección al submarino, la señal útil y el ruido se atenúan por igual manteniendo constante la SNR. La profundidad máxima que se puede alcanzar viene dada por este factor, ya que es el umbral donde la señal deja de ser demodulada adecuadamente y, por tanto, recibida. Para VLF esta profundidad está alrededor de los 10 m, donde la onda ya ha sufrido una atenuación de alrededor de 65 dB dependiendo de la frecuencia usada. Para 30 kHz la atenuación en el mar ($L_{M(30 \text{ kHz})}$) es

$$L_{M(30 \text{ kHz})} = 20 \log(e^{\alpha d}) = 8,7 \cdot 0,77 \cdot d \quad (4.1)$$

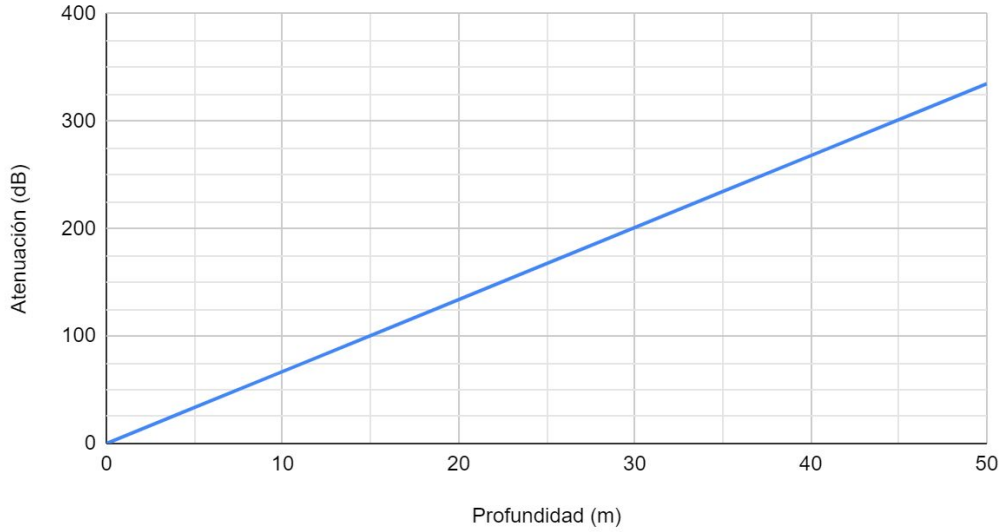


Fig. 4.2 Atenuación de una onda EM al propagarse en el mar a 30 kHz.

A diferencia de la Fig. 1.15, donde se mostraba la atenuación en el mar de una onda a 100 Hz, la atenuación a 30 kHz aumenta mucho más rápidamente. Un submarino que navega a una profundidad de 10 m se considera vulnerable a posibles avistamientos desde la superficie o el aire. Este hecho descarta que un submarino suba hasta esas profundidades para recibir señales. El uso de diversas tecnologías de antenas receptoras hacen posible comunicarse con submarinos a profundidades más seguras, del orden de 100 m. Como la transmisión en el mar se debe a la muy pequeña componente tangencial del campo eléctrico paralelo a la superficie del mar, solo dos tipos de antenas pueden ser utilizadas por los submarinos para recibir estas señales: una antena de hilo horizontal o una antena de espira vertical.

Tomando el valor calculado en la expresión (3.37), $|E_{\parallel \text{TOTAL}, t}| = -2,02 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ y los valores de la Fig. 4.2, la intensidad de campo eléctrico ($|E_{\parallel \text{TOTAL}, sub}|$) que llega a la antena de un submarino a 10 m de profundidad es de

$$|E_{\parallel \text{TOTAL}, sub}| = |E_{\parallel \text{TOTAL}, t}| - 20 \log(e^{\alpha d}) = -2,02 - 66,88 = -68,89 \text{ dB}\mu\text{V/m} \quad (4.2)$$

4.3 Antenas submarinas de hilo

Debido a que en un medio conductor las constantes de fase y atenuación son iguales, expresión (1.5), la longitud de onda en el mar es solo $2\pi\delta$ [11]. Por ejemplo, a 30 kHz la longitud de onda en el aire es de 10 km, mientras que en el mar solo es

$$\lambda = 2\pi\delta = 2\pi \cdot 1,45 = 9,11 \text{ m} \quad (4.3)$$

Este factor hay que tenerlo muy en cuenta a la hora de diseñar antenas receptoras submarinas, ya que su tamaño en comparación a la longitud de onda no será tan pequeño como lo es en el exterior.

Las antenas eléctricas en medios conductores podrían diseñarse como antenas eléctricamente cortas en el aire, pero la rápida disminución de la corriente de la antena a lo largo de un conductor como el mar hace que su diseño tenga que enfocarse de una forma distinta. Este enfoque consiste en enviar la corriente a través de cables aislados a electrodos que sí están en contacto con el agua de mar, donde la corriente fluye y se irradia.

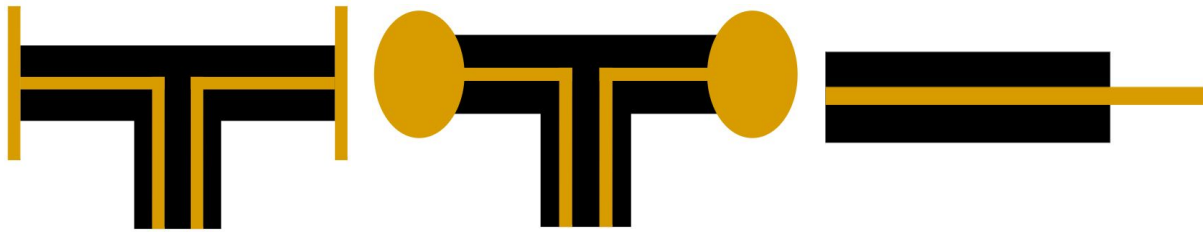


Fig. 4.3.A Dipolo con placas planas.

Fig. 4.3.B Dipolo con esferas.

Fig. 4.3.C Cable de arrastre.

La Figura 4.3 muestra diversas formas de antena eléctrica para uso submarino. En la Fig. 4.3.A se muestra un dipolo con placas planas que contactan con el agua. Si las placas son grandes en comparación con el diámetro del aislamiento, que es pequeño en relación con la longitud de onda en el mar, se establece una corriente en el mar igual y opuesta a la del cable y los campos eléctricos en el mar y el cable son paralelos. Esta antena puede analizarse como una línea de transmisión coaxial con el mar haciendo de malla exterior.

Otra forma de terminar esta línea de transmisión se puede ver en la Fig. 4.3.B, tanto esferas como cilindros se pueden utilizar en esta configuración. La antena de la Fig. 4.3.C se usa comúnmente como cable de arrastre, donde el extremo abierto cortocircuita la línea de transmisión. Un cable de arrastre puede ser muy largo así que suele ser la forma más fácil de realizar una antena submarina [11].

La longitud de onda en el coaxial tiene un valor intermedio entre la longitud de onda en el mar y en el aire. Como consecuencia, una antena que es larga en términos de longitudes de onda en el mar puede ser una pequeña fracción de longitud de onda en lo que respecta a la longitud de onda en el cable coaxial. Es por eso que este tipo de antenas tienen una distribución de corriente uniforme, a pesar de tener una longitud física mucho mayor que la longitud de onda en el agua de mar.

Asumiendo que la línea de transmisión de estas antenas se cortocircuita, la resistencia de entrada (R_{IN}) viene dada por la expresión [11].

$$R_{IN} = \frac{2\pi f \mu l}{8} \quad (4.4)$$

donde l es la longitud de la antena.

A primera vista, parece que el diámetro de la antena no influye en su resistencia. Esto se explica al observar dos factores; Primero, que la corriente circula en una sección transversal del cable determinada por la longitud de onda en el agua. Y segundo, que la sección transversal del tramo aislado resta una cantidad insignificante del área total. Por eso la resistencia es tan baja. Para una antena que trabaja a la frecuencia que he utilizado para la mayoría de los ejemplos (30 kHz) la resistencia de entrada es

$$R_{IN} = \frac{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100}{8} = 2,96 \Omega \quad (4.5)$$

La reactancia de una antena de este tipo viene dada por la expresión

$$X_{IN} = (f\mu l) \left(0,116 + \ln \left(\frac{\delta}{r\sqrt{2}} \right) \right) \quad (4.6)$$

donde r es el radio del conductor.

Si mantenemos la misma longitud de antena para un grosor de 2 cm la reactancia es

$$X_{IN} = (30 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100) \left(0,116 + \ln \left(\frac{1,45}{2/100\sqrt{2}} \right) \right) = j15,28 \Omega \quad (4.7)$$

4.4 Antena submarina de espira

Las antenas de espira, también conocidas como dipolos magnéticos, son muy utilizadas para la recepción de señales bajo el agua. Este tipo de antena también debe recubrirse de un material aislante para evitar fugas de corriente a través del mar, pero a diferencia de las antenas del apartado anterior, el recubrimiento puede tratarse de una cavidad esférica aislante como una boya. Si el diámetro de la espira es similar al de la esfera aislante circundante, el efecto de esta sobre la resistencia de radiación es casi negligible. Además, la eficacia de una espira se puede mejorar cargándola con un material con una alta permeabilidad magnética.

La resistencia de radiación (R_R) de una espira de radio r pequeño comparado con la longitud de onda en el mar es [\[11\]](#)

$$R_R \approx \frac{8\pi f \mu r^3}{3\delta^2} N^2 \quad (4.8)$$

donde N es el número de giros de la espira.

4.5 Implementación de las antenas submarinas

Las antenas descritas en los apartados 4.3 y 4.4 se pueden implementar tanto en el propio casco del submarino, lo que limita la profundidad de recepción, como utilizar antenas de arrastre dispuestas estratégicamente a unos 10 m bajo la superficie. Estas se conectan por un largo cable al submarino ubicado a mayor profundidad. Este tipo de antenas están recubiertas de materiales flotantes y permiten recibir señales a submarinos que se encuentran a más de 100 m de profundidad, donde la recepción sería imposible.

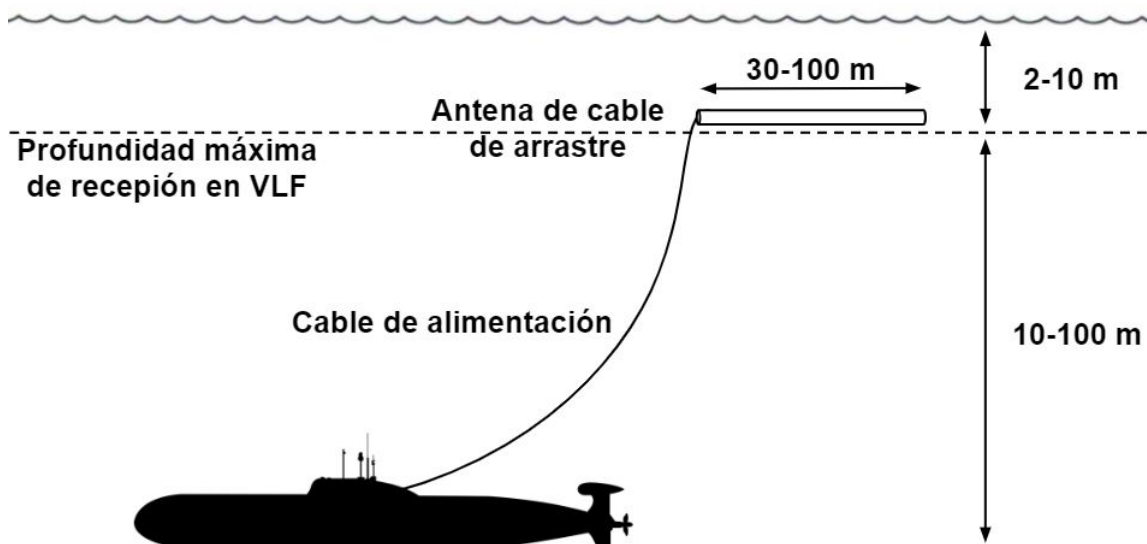


Fig. 4.4 Implementación de una antena de cable submarino de arrastre.

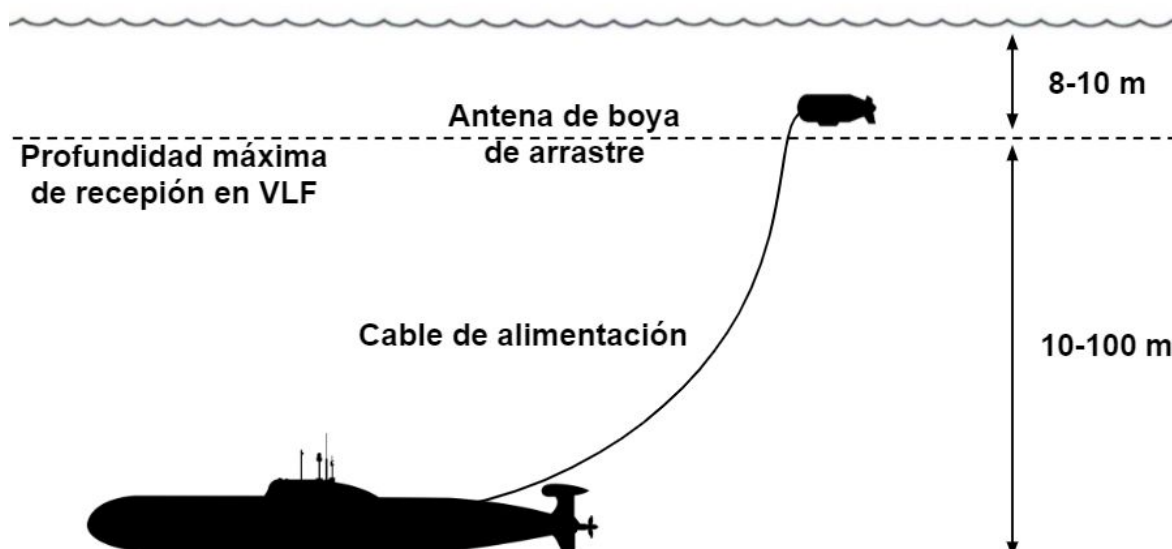


Fig. 4.5 Implementación de una antena de espira montada en el interior de una boya de arrastre.

4.5.1 Cable de arrastre multibanda

Tal y como he explicado anteriormente, el cable de arrastre es un tipo de antena común para la recepción de señales VLF en submarinos sumergidos. Para ver en más detalle este tipo de tecnología voy a describir un modelo real patentado.

La antena en cuestión fue desarrollada en el año 2010 por David A. Tonn del Naval Undersea Warfare Center de los Estados Unidos. Tiene una longitud de 33 metros y termina en un cortocircuito. Esta antena se conecta al submarino a través de un cable coaxial. Este diseño permite aprovechar el carácter conductor del mar y la capacidad de penetración de las ondas electromagnéticas en VLF para formar un bucle de corriente que sale del extremo cortocircuitado y retorna a la toma de tierra en el inicio de la antena.

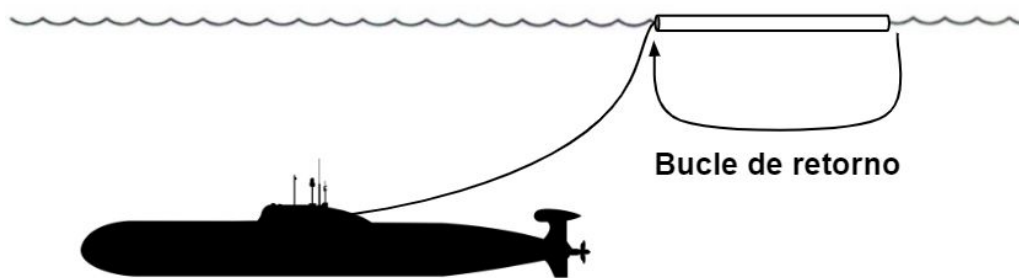


Fig. 4.6 Implementación de una antena multibanda VLF/HF basada en un cable de arrastre.

Esta antena tiene la capacidad de recibir ondas de VLF a profundidades de hasta 10 m. Además, se le ha implementado una bobina en serie en su sección intermedia que actúa como filtro paso bajo y que permite a la antena funcionar también en la banda de HF. Para ello, la antena debe desplegarse sobre la superficie del mar. La bobina debe tener una reactancia baja en VLF para permitir que la corriente fluya por toda la longitud de la antena. Por otro lado, en HF la reactancia debe ser alta para bloquear el paso de la señal y confinarla en la primera mitad.

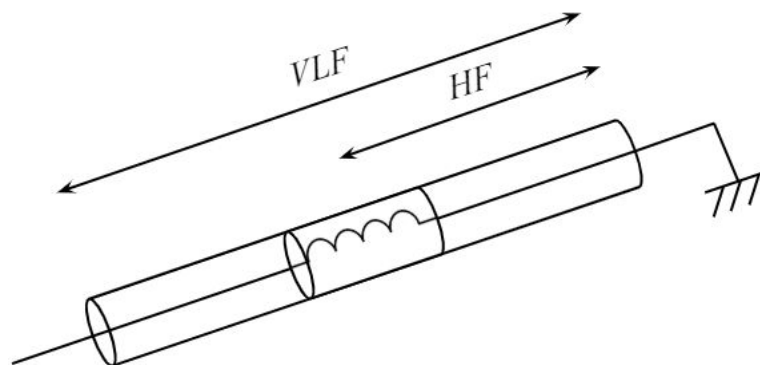


Fig. 4.7 Diseño de la antena multibanda VLF/HF [27].

Las antenas de boya tienen varias ventajas respecto a las antenas de cable. Tanto los submarinos de ataque y los algo más lentos submarinos balísticos se mueven a altas velocidades bajo el agua. A estas velocidades las antenas de cable generan más ruido que las antenas de boya, además su despliegue es lento y ruidoso comparado con las antenas de boya. A su favor, las antenas de cable son más discretas y pueden ser desplegadas más cerca de la superficie mejorando el nivel de la señal recibida. Ambos sistemas son complementarios y suelen equiparse por igual en los submarinos.

4.6 Cavitación

Además de permanecer lo más sumergido posible, otro factor crítico a la hora de pasar lo más desapercibido posible es ser sigiloso. Las tripulaciones de todas las marinas del mundo entrenan a especialistas en la detección de submarinos por sus firmas acústicas.

La cavitación es un fenómeno hidrodinámico que se produce cuando un líquido es atravesado a gran velocidad por una arista afilada, como sucede con las hélices de barcos y submarinos en el agua. Esto produce una descompresión del agua, pudiéndose llegar a alcanzar la presión de vapor del agua de tal forma que las moléculas cambian inmediatamente a estado de vapor, formándose burbujas, llamadas cavidades. Las cavidades formadas se desplazan a zonas de mayor presión e implosionan, produciendo una estela de gas. Estas burbujas pueden disiparse en la propia corriente del agua o pueden chocar contra la superficie de las hélices, llegando a erosionarlas, lo que provoca que aparezcan zonas irregulares que generan una mayor pérdida de presión, que a su vez genera más cavitación y una reducción de la eficiencia.

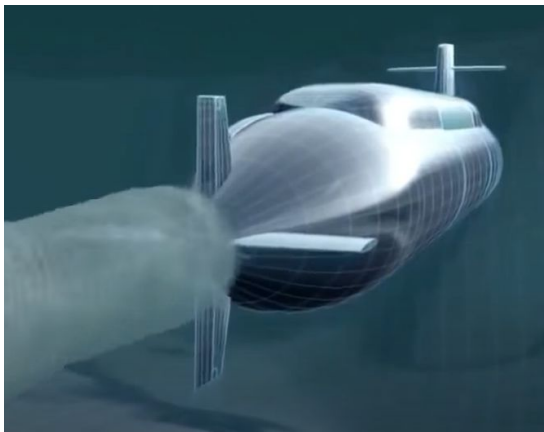


Fig. 4.8.A Estela de gas formada por la cavitación [30].

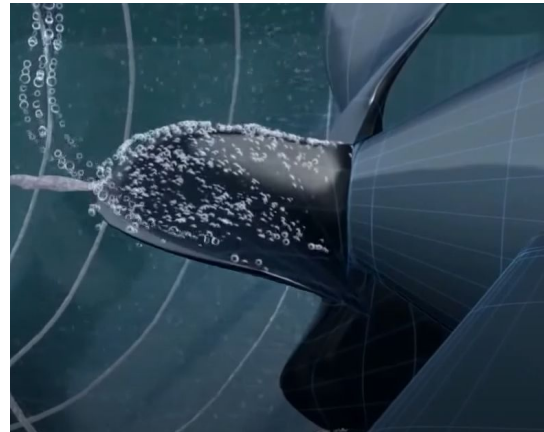


Fig. 4.8.B Formación de la cavitación [30].

A los inconvenientes anteriores se le suma que este efecto va acompañado de ruido y vibraciones fácilmente detectables para un oído entrenado. Este fenómeno también puede suceder en las antenas submarinas, que sumado al propio ruido producido al arrastrarse, hacen que ,además de ser funcionales, las antenas deban reducir al máximo la cavitación y las turbulencias. Por este motivo, las boyas que tienen un diseño más hidrodinámico son más discretas que las antenas de cable de arrastre.

4.7 Sistema receptor

El ancho de banda del receptor determina la potencia de ruido que un sistema de comunicación debe superar. Tal y como he explicado en el capítulo 2, debido a la alta potencia de los transmisores de VLF a sus dimensiones eléctricamente pequeñas y del uso de una bobina para compensar la reactancia de entrada y así adaptar la antena, la resistencia de entrada es muy cercana a cero. Esto conlleva a que el factor Q sea muy grande. También limita el ancho de banda, como he demostrado en la expresión (2.20), y por supuesto la tasa de transmisión de datos.

Una limitación aún mayor es el requisito de utilizar receptores de banda muy estrecha llegando a un punto donde para muchos propósitos el ancho de banda requerido para reducir el ruido atmosférico lo máximo posible es tan estrecho que casi no permite ni la transmisión de código. El ancho de banda utilizado suele ser de unos 100 Hz. Por tanto, comunicaciones como las de voz que requieren un ancho de banda mayor, quedan totalmente descartadas.

Debido a los grandes valores de potencia y Q presentes en los transmisores de VLF, modular señales a estas frecuencias también supone un problema. La modulación MSK ha resultado ser la óptima por el momento, ya que permite sobreponerse de forma efectiva a ambos inconvenientes. MSK se codifica con bits alternantes entre los componentes en cuadratura con el componente en cuadratura retrasado medio periodo respecto al componente en fase.

4.8 Capacidad de un canal de comunicación con submarinos en VLF

En los años 40, los científicos Claude Shannon y Ralph Hartley desarrollaron un teorema que lleva su propio nombre, el teorema de Shannon-Hartley.

En telecomunicaciones, el caso hegemónico es el de un canal de comunicación que presenta ruido gaussiano. El teorema establece un límite superior que indica la máxima cantidad de datos que pueden ser transmitidos sin errores sobre dicho enlace de comunicaciones con un ancho de banda concreto y con la presencia de ruido. Teniendo en cuenta todas las técnicas de codificación posibles, el teorema de Shannon-Hartley indica que la capacidad máxima de un canal (C) es

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.10)$$

donde B es el ancho de banda del canal, S la potencia de la señal útil y N es la potencia del ruido presente en el canal.

Particularizando esta expresión para el caso umbral donde la $S/N = 10$ dB y el ancho de banda es de 100 Hz, la capacidad de un canal de comunicación con submarinos en VLF es de

$$C = 100 \log_2(1 + 10) = 346 \text{ bps} \quad (4.11)$$

De este resultado se puede concluir que el ancho de banda es el factor limitante para la comunicación con submarinos sumergidos, ya que no permite transmitir audio. Solo se pueden transmitir mensajes de texto a una tasa muy baja. Dependiendo del código utilizado para transmitir, la cantidad de palabras por minuto que se pueden transmitir a un submarino utilizando VLF viene dado por la expresión

$$\frac{\text{caracteres}}{\text{minuto}} = \frac{60C}{n\mu_L} \quad (4.12)$$

donde C es la capacidad del canal, n el número de bits utilizados por el código y μ_L la cantidad media de letras que tiene una palabra en inglés, que es de 4,88 caracteres por palabra [32].

Para la capacidad del canal calculada previamente, si se utiliza ASCII de 8 bits se pueden transmitir 531 caracteres por minuto. En cambio, si se utilizan codificaciones con un número de bits menor como el antiguo código Baudot (ITA2), de solo 5 bits, se pueden conseguir hasta 850 caracteres por minuto.

5. COMUNICACIONES ALTERNATIVAS CON SUBMARINOS

5.1 Comunicación Óptica

Las comunicaciones utilizando el espectro visible es una de las maneras revolucionarias de comunicarse con submarinos sumergidos, ya que a diferencia de técnicas como el ELF y VLF puede proporcionar tres funciones clave de forma simultánea; tasa de transmisión de datos alta, comunicación bidireccional y capacidad de penetración muy alta. Los métodos de comunicación óptica más pioneros se basan en la alta capacidad de penetración del espectro visible en el mar. La profundidad de penetración (δ) puede llegar hasta 60 m, dependiendo de la claridad del mar. En general, las aguas muy alejadas de la costa de los grandes océanos son las más claras, mientras que las de las regiones polares y costeras son las más turbias [\[11\]](#).

Un sistema de comunicaciones ópticas está basado en uno o varios transmisores equipados con un láser de luz azul-verde que produce pulsos muy rápidos de luz con un 1 MW de potencia. Este transmisor experimental se instala en una constelación de satélites o puede ser transportado por un vehículo terrestre, barco o avión, que envía estos pulsos a satélites que reemiten el haz a la ubicación del submarino. A medida que este haz entra en la atmósfera, además de reducirse su energía debido a la dispersión generada por las nubes, también aumenta su área pudiendo llegar a abarcar 10 km². El haz luego entra, penetra en el mar y se propaga hacia abajo, disminuyendo su intensidad a medida que la luz se absorbe y dispersa. A una profundidad de varias δ , la intensidad de la luz emitida por el láser será muy baja, especialmente si hay nubes o hielo polar sobre la superficie del mar. Por tanto, se requiere un sensor óptico muy sensible que incorpore un filtro de luz solar, durante el día. La luz solar comprende multitud de longitudes de ondas en un rango del espectro electromagnético muy amplio. Es por ello que puede ser filtrada mediante el uso de un detector sensible solo a la longitud de onda de la luz del láser. Hay que tener en cuenta que los receptores ópticos son sensibles solamente a la luz proveniente de una dirección particular [\[11\]](#).

Para la comunicación con submarinos sumergidos, es necesario usar un sensor que trabaje en varias polaridades, los llamados sensores QLORD (Quantum Limited Optical Resonance Detector). Este dispositivo usa un tubo fotomultiplicador para detectar fotones y tiene un filtro especial. Este filtro consiste en una capa de vapor de cesio intercalado entre un filtro azul, capaz de absorber longitudes de onda largas en el exterior y un filtro rojo, que absorbe longitudes de onda cortas en el interior. El láser azul-verde pasa a través del filtro azul exterior y es absorbido por el vapor de cesio. Cuando los átomos de cesio absorben la luz de esta longitud de onda, emiten fluorescencia a longitudes de onda infrarrojas. La radiación infrarroja luego pasa a través del filtro rojo interno y activa el tubo fotomultiplicador. La luz solar de longitud de onda larga queda filtrada, ya que no puede atravesar el filtro azul exterior del QLORD. La luz solar de onda corta puede atravesar el filtro azul, pero será absorbida por el filtro rojo interno sin producir fluorescencia, por lo que no activa el tubo fotomultiplicador [\[11\]](#).

Los sensores QLORD pueden montarse en el casco de un submarino. Con estos sensores ópticos, el submarino puede recibir señales a una profundidad de aproximadamente 600 m en los mares más claros en condiciones óptimas de luz y nubosidad durante el día o bien de noche. La recepción en aguas más turbias, en días nublados o bajo una capa de hielo superficial es mucho más limitada. Los submarinos más avanzados son capaces de operar a profundidades de más de 600 m, lo que hace la comunicación óptica la más eficaz siempre que las condiciones climáticas sean las idóneas.

Otra gran desventaja de los sistemas de comunicación óptica es que el transmisor debe conocer la ubicación del submarino para apuntar correctamente el láser. Esto puede subsanarse de forma poca eficiente sabiendo la posición aproximada del submarino y utilizando una constelación de satélites que transmite en diferentes puntos, realizando un barrido. Este procedimiento no revela a satélites espías la ubicación del submarino, sin embargo, el procedimiento de escaneo aumenta el tiempo requerido para que los submarinos reciban un mensaje, pudiendo retrasar la llegada de una orden vital. Una ventaja de este sistema es que también es posible que un submarino transmita mensajes usando un láser azul-verde, pero a la vez puede revelar su ubicación a un satélite espía enemigo. Este riesgo puede minimizarse si el submarino utiliza un láser sintonizable con capacidad de transmitir en cualquiera de las longitudes de onda del espectro azul-verde, lo que requeriría que el enemigo estuviese monitorizando simultáneamente cientos de longitudes de onda en multitud de ubicaciones [\[11\]](#).

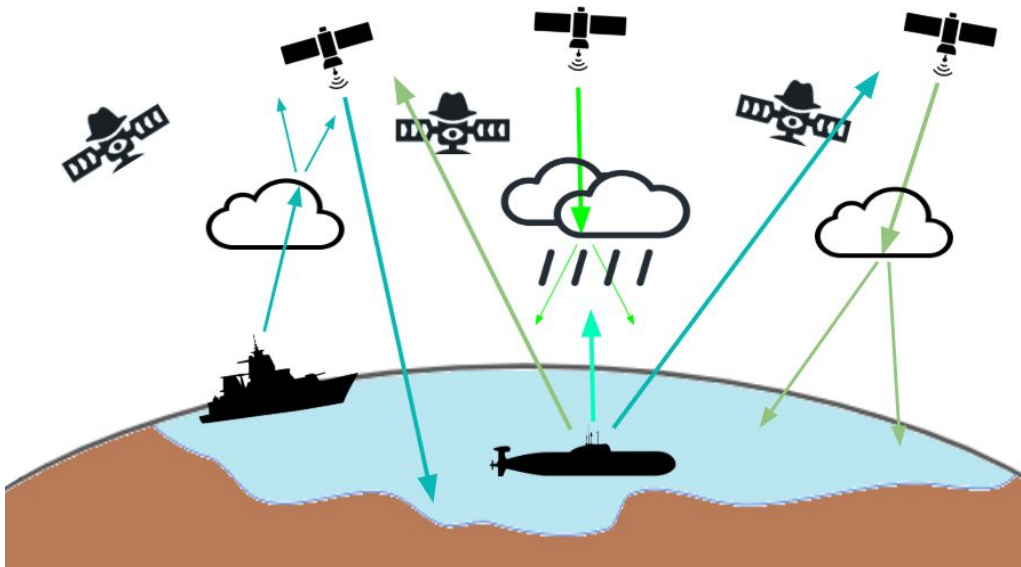


Fig. 5.1 Comunicación óptica bidireccional con un submarino profundamente sumergido utilizando una constelación de satélites con la capacidad de transmitir, retransmitir y recibir señales en el espectro óptico.

La directividad de los láseres, la dependencia de condiciones climáticas favorables y la posible detección por sistemas espías enemigos hacen del láser un recurso fiable solo cuando las condiciones son óptimas.

5.2 Comunicación Cuántica

La tecnología de comunicación óptica puede hacer sinergia con otra tecnología muy puntera, la computación cuántica. Toda nuestra tecnología se basa en los bits, una sucesión de 0 s y 1 s que nos permite codificar la información. La forma más simple de codificar bits puede ser representado un 0 con un nivel de tensión nulo y un 1 con un nivel de tensión A.

Si utilizamos 8 bits para codificar nuestra información podemos tener 2^8 mensajes posibles. Por ejemplo, la letra A mayúscula se representa como 01000001, es decir un octeto de bits también llamado byte concreto. La computación actual nos ha permitido llegar a crear ordenadores con la capacidad de realizar más de 10^{15} operaciones por segundo, algo que parecía imposible hace tan solo 30 años. Estas operaciones se realizan implementando puertas lógicas con transistores que se integran en microprocesadores. La optimización ha llegado hasta tal punto que se han creado transistores de tan solo 14 nm de tamaño [12].

A	B	out
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 5.2.A Tabla de la verdad de una puerta lógica NAND [33].

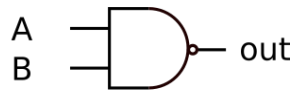


Fig. 5.2.B Símbolo de una puerta NAND [33].

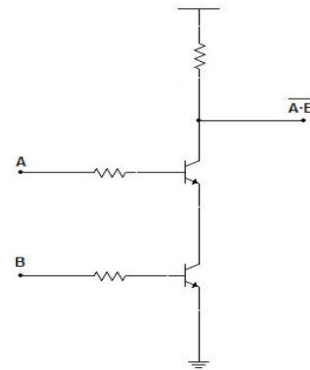


Fig. 5.2.C Puerta NAND usando transistores [33].

La miniaturización tiene un inconveniente y es que a tamaños tan pequeños los electrones comienzan a comportarse de una manera inusual. Una partícula clásica, como podría ser una pelota, si se encuentra con un obstáculo no puede atravesarlo y rebota. Pero los electrones, que son partículas cuánticas, actúan de forma distinta. Debido a la dualidad onda-partícula, existe la posibilidad de que un electrón que circula por un circuito integrado de tamaño suficientemente pequeño se comporte como una onda y atraviese una pared que no debería atravesar provocando que el microprocesador no funcione de la forma esperada. Esto hace que haya un umbral hasta el cual se pueden miniaturizar los procesadores de forma fiable, lo que conlleva un límite de la capacidad de computación clásica.

Pero el problema principal de la computación actual es también su solución, ya que la computación cuántica aprovecha las leyes de la física cuántica en la computación y en vez de trabajar con voltajes eléctricos, trabaja con las propiedades de las partículas. Si un bit se puede representar con un determinado nivel de tensión, en la computación cuántica se utiliza el cúbit o bit cuántico, que se define como la superposición de dos estados cuánticos.

Por ejemplo, el spin de un electrón o la polaridad de un fotón.

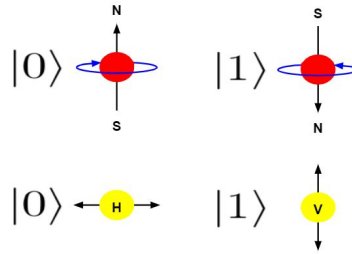


Fig. 5.3 Implementación física de un qubit, en rojo un qubit implementado como el spin de un electrón. En amarillo un qubit implementado como la polaridad de un fotón.

Debido a las propiedades de la mecánica cuántica, las partículas pueden estar en una superposición de estados. Es decir, en la computación cuántica un bit deja de ser 0 o 1 para ser una superposición con una probabilidad α de ser 0 y una probabilidad β de ser 1, lo que se llama bit cuántico o qubit. Cuantos más qubits se utilicen mayor es la cantidad de bits que pueden estar en superposición. En la computación clásica con n bits podemos tener 2^n valores posibles. De esos valores posibles sólo se tomará 1, mientras que en la computación cuántica con n qubits podemos tener 2^n valores simultáneos, lo que nos permite realizar 2^n operaciones paralelas. Este factor hace que el rendimiento de un ordenador cuántico en igualdad de condiciones, a lo que número de bits se refiere, sea exponencialmente mayor que el de un ordenador clásico.

5.2.1 Qubit

Un qubit se define como la combinación vectorial lineal

$$\vec{q} = \alpha \vec{u} + \beta \vec{v} = \alpha \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \beta \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

que también se puede expresar como

$$|q\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle \quad (5.2)$$

lo que muestra que un qubit puede ser concebido como una superposición de los estados ortogonales $|0\rangle$ y $|1\rangle$, también conocidos como base computacional Z (BZ).

También existe la base computacional de Hadamard o X (BX), que utilizan los qubits

$$|+\rangle = \frac{|0\rangle + |1\rangle}{\sqrt{2}} \quad |-\rangle = \frac{|0\rangle - |1\rangle}{\sqrt{2}} \quad (5.3)$$

5.2.2 Superposición cuántica

Para entender mejor el concepto de superposición cuántica, el ejemplo más sencillo es el de la paradoja del gato de Schrödinger. De forma resumida, la paradoja de Schrödinger plantea un sistema cuántico formado por una caja opaca con un gato en su interior. Debido a las condiciones internas de la caja, el gato puede estar vivo o muerto a la vez. Según la mecánica cuántica, la descripción correcta del sistema en un instante concreto será el resultado de la superposición equiprobable de los estados vivo y muerto.

Si representamos el estado vivo con el cúbit $|0\rangle$ y el estado muerto con el cúbit $|1\rangle$ el estado del sistema es

$$|q\rangle = \frac{|0\rangle + |1\rangle}{\sqrt{2}} \quad (5.4)$$

No será hasta que un observador abra la caja que el estado del gato quede definido. La acción de observar el estado del gato hace que el sistema colapse en una de las dos probabilidades y el gato entonces estará vivo (0) o muerto (1). Como conclusión, el paso de una superposición de estados a un estado definido se produce como consecuencia del proceso de medida. Antes de realizarse esta medida no podrá predecirse el estado final del sistema, solo la probabilidad de obtener cada uno de los resultados.

Al tratarse de una superposición de probabilidades, el estado de un cúbit tendrá una suma total de probabilidades igual a 1. Esto se ve claro en la paradoja explicada.

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \right|^2 + \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \right|^2 = 1 \quad (5.5)$$

5.2.3 Puertas cuánticas

Una vez entendido el concepto de cúbit, de la misma forma que en computación clásica se utilizan puertas lógicas para modificar a conveniencia el valor de los bits, en computación cuántica se utilizan las puertas cuánticas. Se tratan de transformaciones matriciales unitarias que permiten modificar los estados de los cúbits. Las más relevantes son las matrices de Pauli (X , Y , Z) y la de Hadamard (H).

$$X = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad Y = \begin{pmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{pmatrix} \quad Z = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad H = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$




Fig. 5.4 Matrices y símbolos de las principales puertas cuánticas más utilizadas.

Además de la ventaja en lo que a eficiencia se refiere, la información cuántica no puede ser copiada, por tanto, no se puede falsificar, pudiendo quedar totalmente cifrada. También se ha demostrado experimentalmente que es posible teleportar cúbits entre dos puntos del espacio a pesar de la distancia u obstáculos que haya de por medio. Estas dos características permiten dos tipos de aplicaciones cuánticas: el intercambio de claves cuánticas (QKD) y la teleportación cuántica (QT).

5.2.5 Teleportación cuántica

Para implementar la QT se debe utilizar el siguiente circuito cuántico.

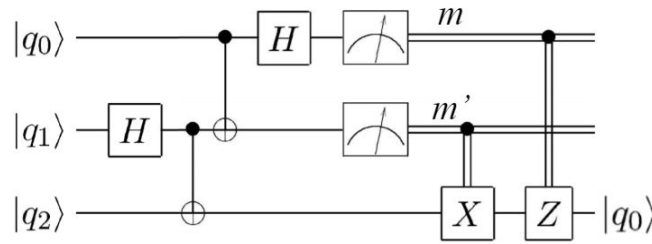


Fig. 5.5 Circuito de teleportación cuántica [12].

Donde $|q_0\rangle$ es el cúbit que contiene la información que queremos teleportar, y $|q_1\rangle|q_2\rangle$ son dos cúbits de ancilla.

Inicializando el circuito con

$$|q_0\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

y el producto tensorial $|q_1\rangle \otimes |q_2\rangle = |00\rangle$

$$|00\rangle = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

Se forma el conjunto de los tres qubits que se representa como $|\Psi\rangle$.

Al pasar $|q_1q_2\rangle$ por la puerta H y la puerta Controlled-NOT o $CNOT$, (una puerta $CNOT$ es una puerta X que se activa solo cuando el bit de control, en este caso $|q_1\rangle$, es 1), se obtiene el cúbit $|\beta_{00}\rangle$, un estado cuántico especial llamado estado de Bell. Existen 4 estados de Bell.

$$\begin{aligned} |\beta_{00}\rangle &= \frac{|00\rangle + |11\rangle}{\sqrt{2}} & |\beta_{01}\rangle &= \frac{|01\rangle + |10\rangle}{\sqrt{2}} \\ |\beta_{10}\rangle &= \frac{|00\rangle - |11\rangle}{\sqrt{2}} & |\beta_{11}\rangle &= \frac{|01\rangle - |10\rangle}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

Fig. 5.6 Estados de Bell.

Un estado de Bell está compuesto de 2 cúbits entrelazados. El entrelazamiento cuántico es un fenómeno que va en contra de nuestra lógica y significa que: si el primer cúbit está en el estado A, el segundo también estará en el estado A y si el primero está en el estado B, el segundo también estará en el B. Una analogía que permite comprender este concepto de mejor manera es la siguiente; imaginamos dos gemelos, si estuvieran entrelazados significaría que si un gemelo está haciendo ejercicio, el otro, aunque esté alejado 5000 km, estará haciendo ejercicio también. Y si uno se pusiese a leer, el otro sentiría una necesidad inevitable de ponerse a leer también.

Una vez creado el estado de Bell se comparte entre Alice (emisor) y Bob (receptor). Si nos fijamos en el circuito, el primer número del estado de Bell $|\beta_{00}\rangle$, ya sea $|00\rangle$ o $|11\rangle$ es el estado del primer cúbit (Alice) y el segundo número es el estado del segundo cúbit (Bob). Al final, este qubit que tiene Bob será el medio donde se teleportará el mensaje de Alice, como si se tratara de una hoja de papel blanca esperando recibir tinta de una impresora.

Ahora, Alice procesa su mensaje $|q_0\rangle$ con su cúbit $|q_1\rangle$ (su parte del estado de Bell). Esto entrelazará su mensaje con su parte del estado de Bell, que en consecuencia también se entrelazará con $|q_2\rangle$ (la parte del estado de Bell de Bob). Para procesar su mensaje, Alice cruza la segunda puerta *CNOT*.

$$|\Psi_1\rangle = \text{CNOT} |\Psi\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}[\alpha|0\rangle(|00\rangle + |11\rangle) + \beta|1\rangle(|10\rangle + |01\rangle)] \quad (5.8)$$

y después la segunda puerta *H*.

$$|\Psi_2\rangle = H|\Psi_1\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}[\alpha\frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle + |1\rangle)(|00\rangle + |11\rangle) + \beta\frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle - |1\rangle)(|10\rangle + |01\rangle)] \quad (5.9)$$

De la expresión (5.9) se extrae factor común y se agrupa

$$|\Psi_2\rangle = \frac{1}{2}[|00\rangle(\alpha|0\rangle + \beta|1\rangle) + |01\rangle(\alpha|1\rangle + \beta|0\rangle) + |10\rangle(\alpha|0\rangle - \beta|1\rangle) + |11\rangle(\alpha|1\rangle - \beta|0\rangle)] \quad (5.10)$$

Finalmente, Alice mide los cúbits que contienen su mensaje procesado y por tanto los colapsa en un único resultado.

En este momento, el cúbit entrelazado de Bob se vuelve idéntico a lo que Alice ha medido en su mensaje procesado. Es decir, el mensaje se teleporta a Bob. El circuito de teleportación cuántica tiene la peculiaridad que los bits medidos por Alice (m, m'), que ahora serán bits clásicos, tendrán una probabilidad equitativa de ser cualquier combinación de 2 bits, $P(0,0) = P(0,1) = P(1,0) = P(1,1) = 1/4$. Por lo que la información del mensaje de Alice, queda protegida ante cualquier intruso que leyera los valores medidos por Alice.

Llegado a este punto, Alice envía estos dos bits a Bob por un canal clásico, como puede ser un radioenlace. Las matrices X y Z de Bob tienen que tener una característica clave y es que en función de los bits clásicos que reciba de Alice, se activen o no. Para este caso en

concreto, para teleportar el mensaje de Alice correctamente, Bob deberá aplicar las siguientes matrices en función de los bits m, m' que haya recibido de Alice.

m	m'	Cúbit inicial de Bob	Matriz	Cúbit final de Bob
0	0	$\alpha 0\rangle + \beta 1\rangle$	I	$\alpha 0\rangle + \beta 1\rangle$
0	1	$\alpha 1\rangle + \beta 0\rangle$	X	$\alpha 0\rangle + \beta 1\rangle$
1	0	$\alpha 0\rangle - \beta 1\rangle$	Z	$\alpha 0\rangle + \beta 1\rangle$
1	1	$\alpha 1\rangle - \beta 0\rangle$	XZ	$\alpha 0\rangle + \beta 1\rangle$

Tabla 5.1 Puertas cuánticas que Bob debe aplicar en función de los bits (m, m') medidos por Alice para poder teleportar correctamente el mensaje $|q_0\rangle$.

Por tanto, para que Bob teleporte correctamente el mensaje de Alice, independientemente de los bits clásicos que ella le envíe, deberá aplicar las matrices $X^{1-m'}$ y Z^m . Tras aplicar las correcciones correspondientes, Bob medirá su cúbit y el resultado será el mensaje inicial de Alice a pesar de nunca haberse enviado, lo que es una manera perfecta de proteger la información frente a posible espionaje.

En un hipotético sistema experimental de comunicación con submarinos sumergidos basado en la teleportación cuántica, Alice sería la base, barco o avión que envía la orden y Bob el submarino que la recibe o viceversa. Para ello, previo a embarcar, el submarino debería compartir un estado de Bell con el transmisor/receptor. Solo sería cuando uno de los dos hiciese las manipulaciones correspondientes y posterior medición que los cúbits colapsarían. En ese momento, se enviarían los dos bits clásicos resultantes de la medición a una constelación de satélites como la descrita en el apartado 5.1. Esta red de satélite sería la encargada de enviar un par de fotones con los dos bits medidos por el transmisor al receptor, que una vez los recibiese aplicaría las matrices correspondientes a su cúbit y posteriormente lo mediría, colapsando y teleportando el mensaje del transmisor. Con este sistema, a pesar de que un enemigo interceptase los bits m, m' no podría saber el mensaje, ya que solo el transmisor y el receptor están entrelazados cuánticamente.

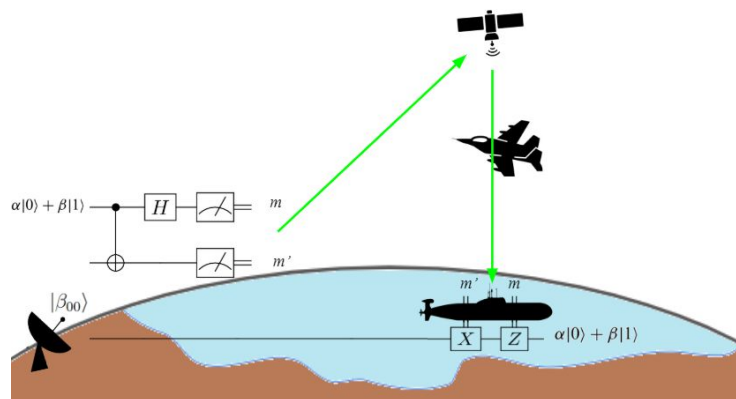


Fig. 5.7 Sistema hipotético de comunicación con submarinos sumergidos utilizando la teleportación cuántica.

5.2.5.1 Tiempo de decoherencia de un cúbit

El tiempo de decoherencia de un cúbit se refiere al tiempo en que un sistema físico deja de mostrar efectos cuánticos y pasa a mostrar un comportamiento clásico. Este tiempo suele ser muy reducido, del orden de 10^{-4} s, puede ser mayor o menor dependiendo de la tecnología utilizada para la creación de dichos cúbits. Esto hace que el número de operaciones dependa mucho del tiempo que se tarda en realizar cada operación. Para los fotones, el tiempo de decoherencia es muy grande, pudiendo llegar a ser infinito. El problema es que los fotones están en constante movimiento y si el medio no es en el vacío, tienen una cierta probabilidad de despolarización, siendo este el factor clave que marcaría su tiempo de decoherencia. Para una aplicación como la comunicación con submarinos utilizando la teleportación cuántica, el tiempo de decoherencia del cúbit no permite mantenerlo de forma estable y mucho menos entrelazado durante el tiempo suficiente como para ser utilizado. Este es el principal motivo por el cual esta tecnología aún no resulta implementable en un escenario real como el de la Fig. 5.7.

5.2.6 Protocolo E91

La propiedad más importante y que hace única a la QKD es la capacidad de dos usuarios que se comunican para detectar la presencia de un tercero que intenta interceptar la clave de cifrado. Esto es debido al hecho de que al realizar una medición en un sistema cuántico este colapsa. Por eso, si un enemigo intentase interceptar la clave debería medirla introduciendo anomalías detectables para los usuarios. En 1991, Artur Ekert planteó el protocolo E91. Este protocolo de QKD se basa en el entrelazamiento de pares de fotones. E91 requiere una fuente que produzca múltiples pares de fotones entrelazados, sin importar si es Alice, Bob o un tercero. Una vez entrelazados, lo primordial es que de cada par de fotones entrelazados creado, uno lo tenga Alice y el otro Bob. Si partimos de que el estado de Bell generado es el $|\beta_{00}\rangle$, el procedimiento es el siguiente:

Suponiendo que un satélite es el encargado de generar el estado de Bell, este debe enviar el primer fotón de $|\beta_{00}\rangle$ a Alice y el segundo fotón a Bob. Alice y Bob eligen aleatoriamente una de las bases computacionales BZ o BX para medir su partícula recibida. Registran el resultado de la medición y comparten parte de los resultados de la medición y la base con la que la han hecho a través de un canal clásico como puede ser el descrito en el apartado 5.1.

Alice y Bob saben la elección de la base utilizada por ambos en cada medición. Dependiendo de la coincidencia en las bases utilizadas para las mediciones, hay dos tipos de cúbits; uno son los cúbits señuelo (Gd), que son cúbits medidos con bases distintas y el otro grupo son los cúbits que servirán de clave de cifrado (Gk), cúbits medidos utilizando la misma base. El grupo de cúbits Gd se usa para detectar un posible espionaje.

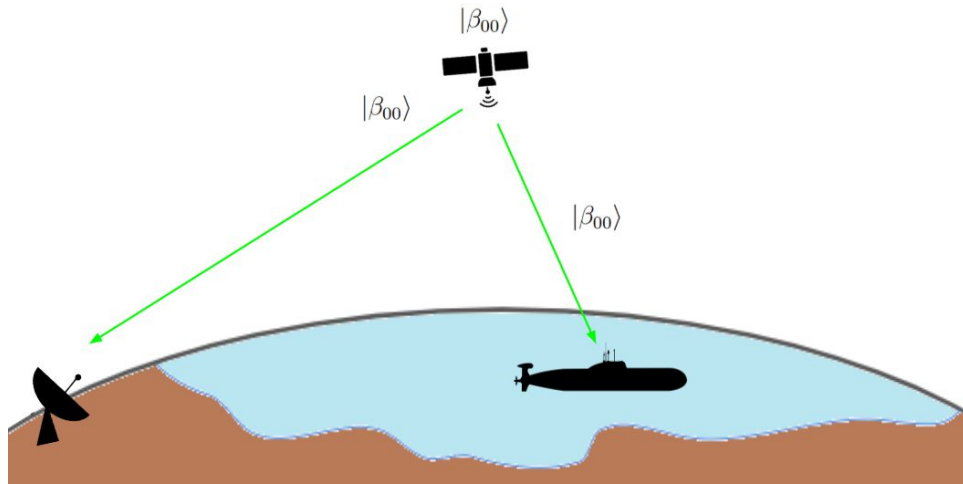


Fig. 5.8 Implementación del protocolo E91 de QKD en la comunicación con submarinos utilizando un láser de luz azul-verde.

Si al comparar los resultados de las mediciones realizadas a una misma serie de cúbits Gd hay un error, significa que hay un espía que ha colapsado los cúbits. Esto lleva a Alice y a Bob a suponer que el canal cuántico no es seguro e interrumpirán esta comunicación, reiniciando el proceso en un canal nuevo.

Si no hay ninguna alteración en la clave, el canal cuántico es seguro. Alice y Bob mantienen únicamente los bits que ambos hayan medido utilizando la misma base. Estos cúbits Gk se utilizan entonces como claves de cifrado para sus mensajes.

6. CONCLUSIONES

El diseño de antenas es sin duda una de las ramas complejas de la ingeniería. Si a la dificultad intrínseca le añadimos que uno de los medios en los que se propaga la señal es el mar, nos encontramos ante un desafío sin igual. Conceptos como la profundidad de penetración de una onda electromagnética en un medio, las antenas cortas o la eficiencia de radiación, entre muchos otros, se han abordado para proporcionar una introducción a la problemática de comunicarse con submarinos sumergidos.

Mediante multitud de cálculos matemáticos he justificado que la banda VLF sea la preferida en la actualidad para comunicarse con submarinos sumergidos. Una vez identificada esta banda, realizando el correspondiente estudio teórico y utilizando el software 4NEC2, he diseñado y simulado un sistema transmisor de VLF de muy altas prestaciones para la comunicación con submarinos sumergidos.

Por otro lado, he llevado a cabo varias simulaciones de la propagación de ondas electromagnéticas en VLF utilizando el software VOACAP. Este software, que se basa en la teoría de rayos para realizar las predicciones, me ha permitido saber cuál es el valor de la intensidad del campo eléctrico en esta banda en un radio de hasta 10000 km. Debido a las características físicas de la guía de ondas Tierra-Ionosfera, en VLF se pueden establecer comunicaciones a más de 5000 km de distancia.

El principal obstáculo para comunicarse con un submarino sumergido es el mar. La conductividad de este medio genera dos barreras difíciles de superar. La primera es que las ondas electromagnéticas que inciden sobre su superficie son reflejadas casi por completo. Solo la minúscula componente tangencial del campo eléctrico paralelo a la superficie se transmite. Una vez transmitida, la enorme atenuación de las ondas en este medio representa la segunda y última barrera antes de ser recibida por el submarino. Debido a estos dos factores, la máxima profundidad de recepción en VLF es de unos 10 m. Además, la onda que se propaga en el mar está polarizada horizontalmente. Para evitar exponerse en exceso al enemigo y recibir correctamente las comunicaciones, los submarinos utilizan principalmente dos tipos de antenas sensibles al campo horizontal: antenas de cable horizontal y antenas de espira vertical montadas dentro de una boya de un material aislante. Ambas antenas, que están dotadas de una cierta flotabilidad, se despliegan tras el submarino y son arrastradas.

Comparando la cantidad de datos que se pueden transmitir a un submarino sumergido con la capacidad de las redes de fibra óptica actuales, se puede pensar que se trata de una tecnología muy limitada. Nada más lejos de la realidad, hay que tener muy en cuenta que las condiciones del medio son las más adversas posibles. También que, actualmente, tecnologías punteras como la comunicación óptica y la comunicación cuántica no están lo suficientemente maduras como para utilizarse de forma hegemónica en la comunicación con submarinos sumergidos. Hasta que el desarrollo de estas tecnologías no sea efectivo, debido a las condiciones del medio, la comunicación con submarinos sumergidos será unidireccional y el uso de VLF para este propósito fundamental para cualquier marina del mundo.

7. LÍNEAS FUTURAS

La comunicación con submarinos abarca muchos campos de la ingeniería de telecomunicaciones y cuanto más indagas más información encuentras. Hay diversos aspectos muy interesantes que se podrían incluir en futuro proyecto:

- Realizar un estudio teórico de la construcción de una antena de VLF real para la comunicación con submarinos. Este estudio debería abarcar desde la elección de la localización del transmisor hasta el análisis del coste tanto en infraestructura, personal, mantenimiento y legalizaciones.
- Analizar un método alternativo poco corriente de comunicación con submarinos sumergidos. Este método está basado en la transmisión de señales utilizando antenas de VLF formadas por un hilo extremadamente largo que es arrastrado por aviones en vuelo.
- El potencial de las comunicaciones ópticas es asombroso, pero su falta de fiabilidad hace que no sean aptas como sistema principal para las comunicaciones con submarinos sumergidos. Para un proyecto futuro sería muy interesante centrarse en esta tecnología e investigar posibles soluciones a los problemas actuales.

9. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Arthur D. Watt, "VLF Radio Engineering," International Series of Monographs in Electromagnetic Waves", vol.14, pp 11-390, 1967.
- [2] James T. Gobbel Jr, "An Aid for the Optimum Design of Antenna Systems for Very Low Frequency", pp. 11-66, 1967.
- [3] A. Cardama, L. Jofre, J.M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, M. Ferrando, "Antenas", Edicions UPC, 2a edició, 2002.
- [5] Brian Austin, "Signaling To Submarines At Extremely Low Frequency", Radio Bygones, vol 118, 2009.
- [6] Michael B. Callaham, "Submarine Communications", IEEE Communications Magazine 1981.
- [7] David L. Jones, "Sending Signals to Submarines", New Scientist, pp. 37-41, 1985.
- [8] V.V. Hegai, m V.P. Kim, J.Y. Liu "On a Possible Seismomagnetic Effect in the Topside Ionosphere", Advances in Space Research, vol. 56, 2015.
- [9] H.B. Singh, Rajendra Pal, "Submarine Communications", Defence Electronics Applications, Defence Science Journal, vol 43, pp 43-51, 1993.
- [10] Sujay Pal, "Numerical Modelling of VLF Radio Wave Propagation through Earth-Ionosphere Waveguide and its application to Sudden Ionospheric Disturbances", pp. 1-15, 32-34, 2013.
- [11] Richard K. Moore, "Radio Communications in the Sea", IEEE Spectrum, 1967.
- [12] S. Torres, P. Bruna, S. Massignan, "Quantum Computing Applications", TIQ, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [13] Eduard Úbeda "Properties of Matter Wave Propagation Reflection and Transmission Engineering Electromagnetics", ADVEM, MERIT, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [14] Wikipedia, "Dipolo". [En línea]:
[https://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo_\(antena\)](https://es.wikipedia.org/wiki/Dipolo_(antena))
- [15] Wikipedia, "Modulación de Amplitud en Cuadratura". [En línea]:
https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_de_amplitud_en_cuadratura
- [16] Wikipedia, "Project Sanguine". [En línea]:
https://en.wikipedia.org/wiki/Project_Sanguine

[17] ITU-R P.527-3, "Características Eléctricas de la Superficie de la Tierra", 1992. [En línea]:

https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.527-3-199203-S!!PDF-S.pdf

[18] Luca Peruzzi "Saab Kockums Maintains the Edge", EDR Magazine, 2019. [En línea]:

<https://www.edrmagazine.eu/saab-kockums-maintains-the-edge>

[19] COMROD, "MFA303000S-K", Multi- Function Wideband Antenna System. [Datasheet en línea]:

<https://www.comrod.com/wp-content/uploads/MFA303000S-K.pdf>

[20] Wikipedia, "T-antenna". [En línea]:

<https://en.wikipedia.org/wiki/T-antenna>

[21] Unión Radioaficionados Españoles, "Torre de Comunicaciones". [En línea]:

<https://www.ure.es/foros/temas-diversos-miscelanea/eg5atc-torre-de-comunicaciones/>

[22] Christian Gast, "Evolution of VLF and LF Systems", How to Improve Legacy VLF/LF Communication Technology, 2019. [En línea]:

https://www.udt-global.com/_media/libraries/operational-drivers-and-imperatives/114---Christian-Gast-Slides.pdf

[23] Arie Voors, "NEC Visualization, Optimization and Sweeping Tool", 4NEC2, 2005. [En línea]:

<https://antennatestlab.com/wp-content/uploads/2017/05/4Nec2-Manual.pdf>

[24] Edward M. Newman, "The Biggest Little Antenna in the World", ARL Associates, 2012. [En línea]:

<http://arlassociates.net/Newman%20AP%20Presentation.pdf>

[25] Nick England, "NAA Cutler Maine - Navy VLF Transmitter Site", 2020. [En línea]:

<http://www.navy-radio.com/commsta/cutler.htm>

[26] VOACAP, "VOACAP Quick Guide". [En línea]:

<https://www.voacap.com/>

[27] Wikipedia, "Radio Silbido". [En línea]:

https://es.wikipedia.org/wiki/Radio_silbido

[28] James H. Patton Jr, "Towed Buoys Bring Network Centricity to Submarines", AFCEA, 2007. [En línea]:

<https://www.afcea.org/content/towed-buoys-bring-network-centricity-submarines>

- [29] David A. Tonn, "A Hybrid Dual Band Buoyant Cable Antenna Element", Technology Partnership Enterprise Office Naval Undersea Warfare Center, 2010. [Patente en línea]: https://www.researchgate.net/publication/235132485_A_Hybrid_Dual_Band_Buoyant_Cable_Antenna_Element
- [30] National Geographic, "The Largest Submarine in the US Navy", [Documental en línea]: <https://www.youtube.com/watch?v=UxB11eAl-YE>
- [31] Wikipedia, "Minimum-Shift Keying". [En línea]: https://en.wikipedia.org/wiki/Minimum-shift_keying
- [32] C. Quesada-Granja, "Distribución por Longitud de las Palabras", 2009. [En línea]: <https://es.slideshare.net/quesadagranja/distribucion-por-longitud-de-las-palabras-de-diferentes-idiomasy-presentacion>
- [33] Wikipedia, "Puerta NAND". [En línea]: https://es.wikipedia.org/wiki/Puerta_NAND
- [34] A. Einstein, B. Podolsky, N. Rosen, "Can quantum mechanical description of physical reality be considered complete?", Physical Review 47, pp. 777-780, 1935. [En línea]: <https://journals.aps.org/pr/pdf/10.1103/PhysRev.47.777>
- [35] Raymond Wang, "Quantum Communications and Chinese SSBN Strategy", The Diplomat, 2017. [En línea]: <https://thediplomat.com/2017/11/quantum-communications-and-chinese-ssbn-strategy/>
- [36] Emily Reynolds, "Google's quantum computer is 100 million times faster than your PC", WIRED, 2015. [En línea]: <https://www.wired.co.uk/article/google-quantum-computing-d-wave>

ANEXO. ARCHIVO DE ENTRADA PARA 4NEC2

CM Antena de VLF para la comunicación con submarinos sumergidos (30 kHz).

CM

CM - Radiador central: Hilo de cobre de 2 cm de radio (380 m).

CM

CM - Top Load: 24 hilos de cobre de 2 cm de radio en disposición de paraguas (650 m).

CM

CM - Counterpoise: Sistema radial de hilos de cobre de 2 cm de radio cada 7,5° (650 m).

SY RC=380

SY L=185

SY C=700

SY H=350

SY R=10

GW	1	38	0	0	10	0	0	RC	0.02
GW	2	38	0	0	380	-C	0	H	0.02
GW	3	38	0	0	380	C	0	H	0.02
GW	4	38	0	0	380	0	-C	H	0.02
GW	5	38	0	0	380	0	C	H	0.02
GW	6	38	0	0	380	C*cos(45)	C*sin(45)	H	0.02
GW	7	38	0	0	380	-C*cos(45)	C*sin(45)	H	0.02
GW	8	38	0	0	380	C*cos(45)	-C*sin(45)	H	0.02
GW	9	38	0	0	380	-C*cos(45)	-C*sin(45)	H	0.02
GW	10	38	0	0	380	C*cos(60)	C*sin(60)	H	0.02
GW	11	38	0	0	380	-C*cos(60)	C*sin(60)	H	0.02
GW	12	38	0	0	380	C*cos(60)	-C*sin(60)	H	0.02
GW	13	38	0	0	380	-C*cos(60)	-C*sin(60)	H	0.02
GW	14	38	0	0	380	C*cos(30)	C*sin(30)	H	0.02
GW	15	38	0	0	380	-C*cos(30)	C*sin(30)	H	0.02
GW	16	38	0	0	380	C*cos(30)	-C*sin(30)	H	0.02
GW	17	38	0	0	380	-C*cos(30)	-C*sin(30)	H	0.02
GW	18	38	0	0	380	C*cos(15)	C*sin(15)	H	0.02
GW	19	38	0	0	380	-C*cos(15)	C*sin(15)	H	0.02
GW	20	38	0	0	380	C*cos(15)	-C*sin(15)	H	0.02
GW	21	38	0	0	380	-C*cos(15)	-C*sin(15)	H	0.02
GW	22	38	0	0	380	C*cos(75)	C*sin(75)	H	0.02
GW	23	38	0	0	380	-C*cos(75)	C*sin(75)	H	0.02
GW	24	38	0	0	380	C*cos(75)	-C*sin(75)	H	0.02
GW	25	38	0	0	380	-C*cos(75)	-C*sin(75)	H	0.02
GW	26	38	-C	0	R	0	0	R	0.02
GW	27	38	0	0	R	C	0	R	0.02
GW	28	38	0	-C	R	0	0	R	0.02
GW	29	38	0	0	R	0	C	R	0.02
GW	30	38	0	0	R	C*cos(45)	C*sin(45)	R	0.02

GW	31	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(45)$	$C \cdot \sin(45)$	R	0.02
GW	32	38	0	0	R	$C \cdot \cos(45)$	$-C \cdot \sin(45)$	R	0.02
GW	33	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(45)$	$-C \cdot \sin(45)$	R	0.02
GW	34	38	0	0	R	$C \cdot \cos(60)$	$C \cdot \sin(60)$	R	0.02
GW	35	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(60)$	$C \cdot \sin(60)$	R	0.02
GW	36	38	0	0	R	$C \cdot \cos(60)$	$-C \cdot \sin(60)$	R	0.02
GW	37	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(60)$	$-C \cdot \sin(60)$	R	0.02
GW	38	38	0	0	R	$C \cdot \cos(30)$	$C \cdot \sin(30)$	R	0.02
GW	39	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(30)$	$C \cdot \sin(30)$	R	0.02
GW	40	38	0	0	R	$C \cdot \cos(30)$	$-C \cdot \sin(30)$	R	0.02
GW	41	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(30)$	$-C \cdot \sin(30)$	R	0.02
GW	42	38	0	0	R	$C \cdot \cos(15)$	$C \cdot \sin(15)$	R	0.02
GW	43	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(15)$	$C \cdot \sin(15)$	R	0.02
GW	44	38	0	0	R	$C \cdot \cos(15)$	$-C \cdot \sin(15)$	R	0.02
GW	45	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(15)$	$-C \cdot \sin(15)$	R	0.02
GW	46	38	0	0	R	$C \cdot \cos(75)$	$C \cdot \sin(75)$	R	0.02
GW	47	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(75)$	$C \cdot \sin(75)$	R	0.02
GW	48	38	0	0	R	$C \cdot \cos(75)$	$-C \cdot \sin(75)$	R	0.02
GW	49	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(75)$	$-C \cdot \sin(75)$	R	0.02
GW	54	38	0	0	R	$C \cdot \cos(7.5)$	$C \cdot \sin(7.5)$	R	0.02
GW	55	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(7.5)$	$C \cdot \sin(7.5)$	R	0.02
GW	56	38	0	0	R	$C \cdot \cos(7.5)$	$-C \cdot \sin(7.5)$	R	0.02
GW	57	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(7.5)$	$-C \cdot \sin(7.5)$	R	0.02
GW	58	38	0	0	R	$C \cdot \cos(67.5)$	$C \cdot \sin(67.5)$	R	0.02
GW	59	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(67.5)$	$C \cdot \sin(67.5)$	R	0.02
GW	60	38	0	0	R	$C \cdot \cos(67.5)$	$-C \cdot \sin(67.5)$	R	0.02
GW	61	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(67.5)$	$-C \cdot \sin(67.5)$	R	0.02
GW	62	38	0	0	R	$C \cdot \cos(37.5)$	$C \cdot \sin(37.5)$	R	0.02
GW	63	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(37.5)$	$C \cdot \sin(37.5)$	R	0.02
GW	64	38	0	0	R	$C \cdot \cos(37.5)$	$-C \cdot \sin(37.5)$	R	0.02
GW	65	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(37.5)$	$-C \cdot \sin(37.5)$	R	0.02
GW	66	38	0	0	R	$C \cdot \cos(22.5)$	$C \cdot \sin(22.5)$	R	0.02
GW	67	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(22.5)$	$C \cdot \sin(22.5)$	R	0.02
GW	68	38	0	0	R	$C \cdot \cos(22.5)$	$-C \cdot \sin(22.5)$	R	0.02
GW	69	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(22.5)$	$-C \cdot \sin(22.5)$	R	0.02
GW	70	38	0	0	R	$C \cdot \cos(82.5)$	$C \cdot \sin(82.5)$	R	0.02
GW	71	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(82.5)$	$C \cdot \sin(82.5)$	R	0.02
GW	72	38	0	0	R	$C \cdot \cos(82.5)$	$-C \cdot \sin(82.5)$	R	0.02
GW	73	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(82.5)$	$-C \cdot \sin(82.5)$	R	0.02
GW	74	38	0	0	R	$C \cdot \cos(52.5)$	$C \cdot \sin(52.5)$	R	0.02
GW	75	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(52.5)$	$C \cdot \sin(52.5)$	R	0.02
GW	76	38	0	0	R	$C \cdot \cos(52.5)$	$-C \cdot \sin(52.5)$	R	0.02
GW	77	38	0	0	R	$-C \cdot \cos(52.5)$	$-C \cdot \sin(52.5)$	R	0.02
GE	1								
LD	5	1	1	38	58000000				
LD	5	2	1	38	58000000				

LD	5	3	1	38	58000000
LD	5	4	1	38	58000000
LD	5	5	1	38	58000000
LD	5	6	1	38	58000000
LD	5	7	1	38	58000000
LD	5	8	1	38	58000000
LD	5	9	1	38	58000000
LD	5	10	1	38	58000000
LD	5	11	1	38	58000000
LD	5	12	1	38	58000000
LD	5	13	1	38	58000000
LD	5	14	1	38	58000000
LD	5	15	1	38	58000000
LD	5	16	1	38	58000000
LD	5	17	1	38	58000000
LD	5	18	1	38	58000000
LD	5	19	1	38	58000000
LD	5	20	1	38	58000000
LD	5	21	1	38	58000000
LD	5	22	1	38	58000000
LD	5	23	1	38	58000000
LD	5	24	1	38	58000000
LD	5	25	1	38	58000000
LD	5	26	1	38	58000000
LD	5	27	1	38	58000000
LD	5	28	1	38	58000000
LD	5	29	1	38	58000000
LD	5	30	1	38	58000000
LD	5	31	1	38	58000000
LD	5	32	1	38	58000000
LD	5	33	1	38	58000000
LD	5	34	1	38	58000000
LD	5	35	1	38	58000000
LD	5	36	1	38	58000000
LD	5	37	1	38	58000000
LD	5	38	1	38	58000000
LD	5	39	1	38	58000000
LD	5	40	1	38	58000000
LD	5	41	1	38	58000000
LD	5	42	1	38	58000000
LD	5	43	1	38	58000000
LD	5	44	1	38	58000000
LD	5	45	1	38	58000000
LD	5	46	1	38	58000000
LD	5	47	1	38	58000000
LD	5	48	1	38	58000000

LD	5	49	1	38	58000000		
LD	5	54	1	38	58000000		
LD	5	55	1	38	58000000		
LD	5	56	1	38	58000000		
LD	5	57	1	38	58000000		
LD	5	58	1	38	58000000		
LD	5	59	1	38	58000000		
LD	5	60	1	38	58000000		
LD	5	61	1	38	58000000		
LD	5	62	1	38	58000000		
LD	5	63	1	38	58000000		
LD	5	64	1	38	58000000		
LD	5	65	1	38	58000000		
LD	5	66	1	38	58000000		
LD	5	67	1	38	58000000		
LD	5	68	1	38	58000000		
GN	2	0	0	0	17	0.015	
EK							
EX	0	1	2	0	100	0	0
FR	0	0	0	0	0.03	0	
EN							